PHILIPS



Electronic
Components
and Materials

NOTE DI APPLICAZIONE 4

ALIMENTATORI STABILIZZATI A COMMUTAZIONE

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO, ESEMPI PRATICI, FORMULE E GRAFICI PER IL PROGETTO DEL TRASFORMATORE

EDIZIONI PHILIPS/ELCOMA

Questo volume è in vendita presso:
«LIBRERIA INTERNAZIONALE RUSCONI»
Via Vitruvio, 43 - 20124 MILANO - Tel. (02) 2710016
«EDIZIONI CELI»
Via Gandino, 1 - 40137 BOLOGNA - Tel. (051) 391755
«EDIS»
Via Angelo della Pergola, 11 - 20159 MILANO - Tel. (02) 603407

alimentatori stabilizzati a commutazione

principio di funzionamento, esempi pratici, formule e grafici per il progetto del trasformatore

Edizioni PHILIPS/Elcoma

Negli ópuscoli mensili « Note di Applicazione » vengono presentati, in forma estremamente semplice, progetti completi riguardanti l'applicazione pratica dei nuovi componenti (attivi e passivi) che la Philips-Elcoma viene via via offrendo all'attenzione dei progettisti elettronici. I componenti e le relative applicazioni riguardano sia il settore consumer che quello professionale.

Dato il crescente interesse con il quale questo tipo di pubblicazione è stata accolta dai progettisti operanti nei suddetti settori, abbiamo creduto opportuno riunire in volumi separati i fascicoli che trattano applicazioni riguardanti un determinato settore.

È così nata una serie di volumi che avranno i seguenti titoli:

- **Amplificatori VHF/UHF a componenti discreti e a circuiti integrati ibridi**
- **Amplificatori B.F. e Hi-Fi a componenti discreti e a circuiti integrati monolitici e ibridi**
- **Interruttori statici e regolatori di potenza**
- **Alimentatori stabilizzati a commutazione. Principio di funzionamento, esempi pratici, formule e grafici per il progetto del trasformatore**
- **Utilizzazione dell'energia solare mediante pannelli a celle fotovoltaiche**

Edizione a cura dell'Ufficio Documentazioni Tecniche della Sezione Elcoma della Philips S.p.A. - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 MILANO

Redattore: **Lodovico Cascianini**

Impaginazione: **Franco Toselli**

1ª Edizione, Maggio 1980

PREFAZIONE

Quando agli inizi del 1974 la Philips/Elcoma, prima in Italia, presentò in un Symposium tenuto al FAST (Milano), i componenti necessari alla realizzazione degli alimentatori stabilizzati a commutazione, pochi tra i presenti, provenienti dai laboratori di sviluppo delle più importanti aziende italiane operanti nell'elettronica professionale, pensarono che questo tipo di alimentatore avrebbe nel giro di qualche anno sostituito quelli che allora venivano correntemente impiegati nelle apparecchiature professionali e consumer. Il tempo ha dato ragione a questi pochi, poichè attualmente, l'alimentatore stabilizzato a commutazione è diventato l'alimentatore stabilizzato per eccellenza. Ciò è dovuto alle sue particolari caratteristiche, che possono riassumersi in rendimento elevato, peso e volume ridotti, costo competitivo, a parità di potenza, con quello degli alimentatori convenzionali (serie o parallelo).

Dato quindi l'interesse sempre più crescente per questo tipo di alimentatore, abbiamo creduto opportuno riunire in un unico volume la documentazione tecnica in lingua italiana che la Philips/Elcoma ha pubblicato nel corso di questi ultimi anni. Nulla di nuovo quindi per coloro che sono abbonati o che ricevono le documentazioni tecniche della Philips/Elcoma, i quali però troveranno utile avere sott'occhio tutta la documentazione tecnica relativa a questo argomento. Per gli altri, sarà una gradita sorpresa vedere riunite e ordinate tante informazioni sugli alimentatori a commutazione, e trovare forse una risposta al loro particolare problema.

Il volume inizia con alcune considerazioni generali sugli alimentatori a commutazione, per passare poi a presentare esempi pratici corredati di tutti i dati occorrenti alla loro realizzazione. Si accenna alle tecnologie costruttive e all'impiego pratico di alcuni componenti-chiave dell'alimentatore, come il transistore-interruttore, il "trasformatore", i diodi raddrizzatori d'uscita, i condensatori di livellamento, i circuiti integrati di controllo e di protezione, ecc. Abbiamo creduto opportuno inserire anche tre rapporti di laboratorio pervenutici in questi ultimi tempi; i primi due trattano in modo veramente esauriente il progetto del trasformatore e del choke per vari tipi di convertitori impiegati nell'alimentatore a commutazione. Le tabelle, le formule e i grafici, frutto di lungo lavoro e sperimentazione degli specialisti dei laboratori della Philips di Eindhoven, faranno risparmiare molto tempo. Sulla base dei grafici e delle formule suddette, il terzo rapporto illustra, passo passo, la procedura da seguire per realizzare in pratica un alimentatore a commutazione "forward" da 15 V / 3,15 A.

Il volume termina con la presentazione dei "data sheets" dei transistori, dei diodi, dei circuiti integrati e dei nuclei in ferroxcube attualmente disponibili per questi tipi di alimentatori.

Con questo lavoro, la Philips/Elcoma pensa di aver dato, com'è sua tradizione, una grande quantità di informazioni e di suggerimenti pratici ai progettisti che lavorano in questo importante ramo dell'elettronica.

Lodovico Cascianini

Ufficio Documentazioni Tecniche

SOMMARIO

GENERALITÀ

Vantaggi degli alimentatori stabilizzati a commutazione

Si fa il confronto tra un alimentatore stabilizzato convenzionale ed un alimentatore switched-mode capace di dare le stesse prestazioni; da questo confronto si traggono interessanti conclusioni molto utili per i progettisti.

Da un po' di tempo a questa parte, l'alimentatore *switched-mode* sta destando grande interesse tra i progettisti di apparecchiature elettroniche. Ciò per il fatto che questo nuovo tipo di alimentatore stabilizzato presenta indubbi vantaggi nei confronti degli alimentatori stabilizzati fino ad oggi impiegati. In un prossimo articolo descriveremo il progetto completo di un alimentatore switched-mode. Nel frattempo riteniamo opportuno esaminare spassionatamente questo nuovo tipo di alimentatore confrontando i suoi pregi e i suoi difetti con quelli degli alimentatori stabilizzati convenzionali fino ad oggi impiegati.

Generalità

Essenzialmente, un alimentatore può essere considerato un *convertitore* al cui ingresso viene applicata una tensione continua proveniente da una batteria oppure una tensione alternata proveniente dalla rete, ed alla cui uscita è possibile ottenere livelli di tensione *continua adatti* all'alimentazione delle apparecchiature più varie. Le tensioni applicate all'ingresso possono assumere i più svariati valori; la frequenza della tensione di rete può essere 50 o 60 Hz. La tensione disponibile all'uscita è di regola fortemente livellata in quanto è presente in essa un bassissimo valore di alternata residua; in molti casi, la tensione di uscita è stabilizzata nei confronti delle variazioni di assorbimento da parte del carico e delle variazioni della tensione d'ingresso.

Alimentatori stabilizzati convenzionali

Questi possono suddividersi in due categorie: e cioè quelli con ingresso *in continua* e quelli con ingresso *in alternata*. In fig. 1 sono riportati schematicamente questi due tipi di alimentatori convenzionali. Entrambi, come si vede, prevedono un sistema di stabilizzazione della tensione di uscita, in quanto solo così possono essere confrontati con gli alimentatori switched-mode che qui di seguito descriveremo. Non è possibile infatti stabilire un confronto tra un alimentatore switched-mode e un alimentatore convenzionale sprovvisto di un sistema di regolazione della tensione di uscita, in quanto non sarà mai opportuno nè conveniente dal punto di vista economico, sostituire ad un siffatto alimentatore, un alimentatore switched-mode dato che i casi nei quali viene solitamente impiegato un alimentatore convenzionale, sprovvisto del sistema di regolazione della tensione di uscita, non richiedono quelle caratteristiche e quelle prestazioni che è invece capace di fornire un alimentatore switched-mode.

L'alimentatore riportato in fig. 1a non è altro che un convenzionale convertitore c.c./c.c., e questo lo si può ve-

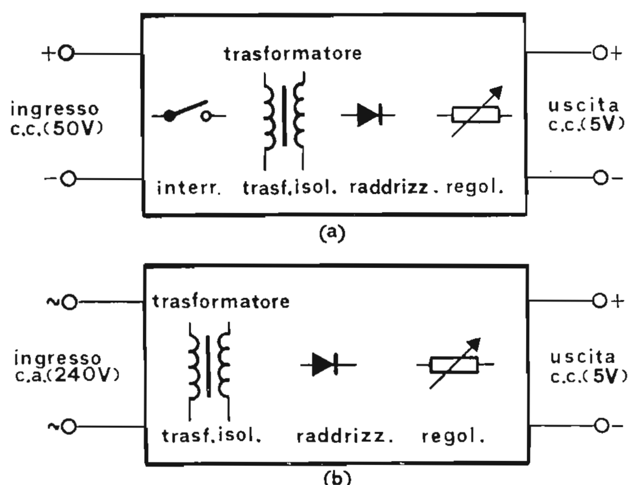


Fig. (1 a) - Schema di principio di un convertitore c.c./c.c., e di un alimentatore convenzionale c.a./c.c. (1 b).

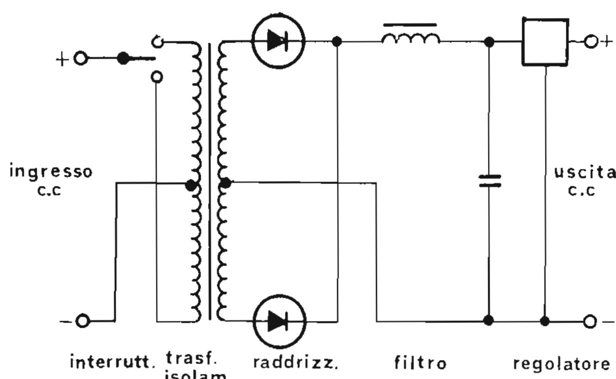


Fig. 2 - Schema di principio di un convertitore c.c./c.c.

dere meglio osservando la fig. 2. Qui vediamo gli elementi essenziali presenti in un convertitore c.c./c.c.; ciò semplificherà enormemente il confronto che noi faremo qui di seguito con un alimentatore switched-mode.

La cosa più interessante che si nota all'ingresso del convertitore c.c./c.c. è *l'interruttore* (chopper) che applica in maniera alternata la tensione continua della batteria al primario del trasformatore.

E' interessante fare subito presente come il *tempo di chiusura* e *il tempo di apertura* di questo interruttore hanno in questo caso una durata identica (1:1); la funzione di questo particolare interruttore è ovviamente quella di trasformare la tensione continua della batteria in una tensione rettangolare in maniera da poter far lavorare il trasformatore che immediatamente segue. Dal trasformatore in avanti, ci troviamo in presenza di un convenzionale alimentatore c.a./c.c., come appunto quello riportato in fig. 3. Come vedremo qui di seguito, il convertitore c.c./c.c. di fig. 2 è quello che più da vicino si assomiglia all'alimentatore switched-mode.

Alimentatore switched-mode

Questo è riportato in fig. 4 nella quale si vede come in questo caso si tratti di un alimenattore switched-mode al cui ingresso viene applicata la tensione alternata di rete. Qualora la tensione di ingresso dovesse essere quella proveniente da una batteria (o accumulatore), basterebbe eliminare il raddrizzatore a ponte ed il successivo condensatore di livellamento; in questo caso, l'alimentatore switched-mode presenterebbe una grande rassomiglianza con il convertitore convenzionale c.c./c.c. riportato in fig. 2.

La principale differenza tra l'alimentatore switched-mode di fig. 4 e il convertitore convenzionale c.c./c.c. di fig. 2 sta nella possibilità di poter variare il *rapporto* tra il tempo di apertura e il tempo di chiusura dell'interruttore (duty cycle o ciclo di utilizzazione variabile), a differenza del convertitore convenzionale c.c./c.c. di fig. 2 nel quale, come abbiamo visto, il rapporto tra il tempo di apertura e il tempo di chiusura dell'interruttore è fisso (ciclo di utilizzazione o duty cycle fisso, 1:1).

Il ciclo di utilizzazione variabile, caratteristico dell'alimentatore switched-mode, consente di mantenere ad un livello fisso la tensione di uscita dell'alimentatore, indipendentemente dalle possibili variazioni di assorbimento del carico e delle fluttuazioni della tensione di rete. Si tratta, come si vede, di un sistema ad *anello chiuso*, e ciò è indicato in fig. 4 dalla freccia che parte dal morsetto positivo di uscita dell'alimentatore e termina sul blocco nel quale si trova l'interruttore.

Da quanto sopra si vede chiaramente come la differenza essenziale esistente tra un alimentatore stabilizzato convenzionale di *tipo serie* e un alimentatore stabilizzato *switched-mode* consiste essenzialmente in questo:

Nel primo, la potenza richiesta da un eventuale maggiore assorbimento del carico viene sottratta *all'elemento di regolazione in serie* (solitamente un transistore di potenza), il quale, per questo motivo, si trova sempre in condizione di dissipazione; nel secondo tipo di alimentatore, e cioè in quello switched-mode, l'eventuale maggiore potenza richiesta dal carico viene prelevata, tramite un più lungo tempo di chiusura dell'interruttore, *direttamente* dalla rete o dalla batteria, e di conseguenza, non abbiamo in questo caso, quella inutile dissipazione di potenza, caratteristica degli alimentatori convenzionali di tipo serie.

La mancanza di questa inutile dissipazione di potenza è la caratteristica che consente agli alimentatori switched-mode di avere un *rendimento* (η) molto superiore a quello degli alimentatori stabilizzati di tipo convenzionale.

Da quanto sopra risulta evidente che il « cuore » di un alimentatore switched-mode sarà costituito dall'« interruttore » che rimanendo chiuso per un tempo più o meno lungo potrà fornire più o meno energia a seconda delle esigenze del carico.

Come interruttore viene ovviamente impiegato un transistore che nella condizione di chiusura lavorerà *in saturazione,* e di conseguenza con una bassa caduta di tensione tra emettitore e collettore mentre in condizione di apertura, risulterà completamente *bloccato.*

L'attuale disponibilità di transistori capaci di interrompere valori elevati di tensione ad una velocità parimente elevata ha contribuito a semplificare enormemente il funzionamento e il progetto di questo particolare interruttore. E' possibile infatti applicare a questo interruttore *direttamente la tensione* raddrizzata della rete opportunamente livellata, e di conseguenza, è possibile fare a meno dell'ingombrante trasformatore di rete a 50 Hz.

Non solo, ma la possibilità dei suddetti transistori-interruttori di lavorare a frequenze elevate ha consentito di portare la « frequenza di interruzione » all'incirca sui 25 kHz, e di conseguenza, in questa maniera, sono stati eliminati di colpo tutti quei sìbili e quei ronzii, caratteristici dei primi alimentatori switched-mode. L'impiego di una frequenza di interruzione così elevata ha consentito inoltre di ridurre le dimensioni del trasformatore, ed infine, ha semplificato enormemente i problemi di livellamento e di filtraggio che risultano particolarmente laboriosi quando l'alimentatore deve fornire *elevate* correnti a *basse* tensioni.

Tutti questi fattori influiscono evidentemente sul rendimento, le dimensioni ed il costo dell'alimentatore, e sono appunto questi fattori che fanno preferire l'alimentatore switched-mode all'alimentatore stabilizzato convenzionale di tipo serie fino ad oggi impiegato.

VANTAGGI E SVANTAGGI OFFERTI DA UN ALIMENTATORE SWITCHED-MODE

In fig. 5 è riportato lo schema a blocchi di un alimentatore switched-mode con indicate le funzioni principali

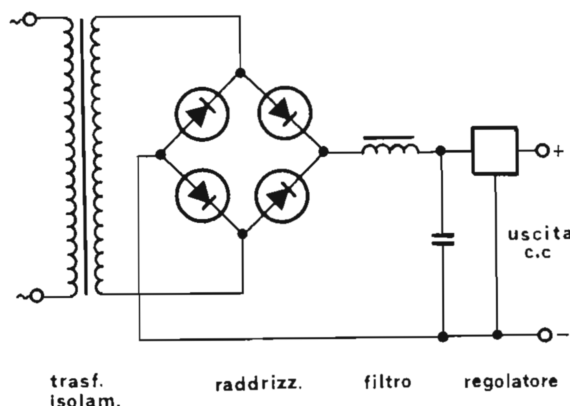


Fig. 3 - Schema di principio di un alimentatore c.a./c.c.

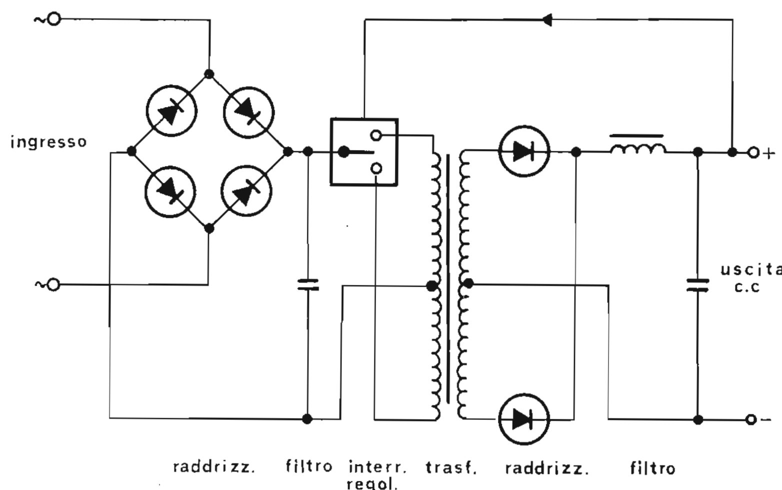


Fig 4 - Schema di principio di un alimentatore switched-mode con tensione di ingresso in alternata.

caratteristiche di questo tipo di alimentatore. I vantaggi e gli svantaggi offerti da questo tipo di alimentatore potranno essere paragonati correttamente con i vantaggi e gli svantaggi offerti da un anologo alimentatore stabilizzato convenzionale di tipo serie qualora vengano esaminate in dettaglio le caratteristiche di ingresso, di uscita, le dimensioni e il rendimento dell'alimentatore switched-mode.

Caratteristiche di ingresso

Nel caso all'ingresso sia presente una tensione *continua*, possiamo dire che non esiste alcuna sostanziale differenza tra un alimentatore switched-mode e un convertitore c.c./c.c., come quello appunto riportato in fig. 2; infatti, in entrambi questi circuiti è richiesto un interruttore (chopper).

C'è da notare però che l'impiego di transistori veloci consente di impiegare una frequenza di funzionamento che può raggiungere il valore di 25 kHz o anche valori superiori, e di conseguenza, in questo caso, si possono conseguire i seguenti vantaggi:

1) un trasformatore di più piccole dimensioni (con nuclei in ferrite fig. 6);
2) assenza di ronzii e vibrazioni.

Qualora la tensione di ingresso dell'alimentatore fosse una tensione alternata, i vantaggi conseguibili impiegando un alimentatore switched-mode possono ridursi ai seguenti:

1) assenza del trasformatore di rete;
2) spianamento dell'ondulazione a 100 Hz su una tensione di 300 V, invece che su una tensione di uscita bassa. Ciò permette di ridurre le dimensioni del condensatore di spianamento, e di conseguenza, il suo costo, dato che l'energia immagazzinata risulta, come è noto, proporzionale a CV^2, mentre il volume del contenitore del condensatore è proporzionale semplicemente al prodotto CV.;
3) possibilità di applicare all'ingresso un ampia gamma di tensioni con rapporto fino a 1:2, e frequenza di 50 o 60 Hz.

L'unico svantaggio è la produzione di segnali interferenti i quali però possono essere ridotti ad un livello accettabile, ammesso dai vigenti capitolati.

Caratteristiche di uscita

I vantaggi di un alimentatore switched-mode sono i seguenti:

1) lo spianamento della tensione di uscita è facilitato al massimo in quanto l'ondulazione residua ha una frequenza di 25 kHz; questo vale specialmente nel caso di tensioni di uscita basse e correnti di valore elevato. E' evidente che questa caratteristica permette di ridurre il peso, il volume, e di conseguenza, il costo dell'alimentatore.
2) La sezione regolatrice è più efficiente.

A sua volta gli svantaggi possono ridursi ai seguenti:

1) Abbiamo visto che il livellamento dell'ondulazione a 100 Hz e a 25 kHz è reso molto semplice; ciò però richiede un particolare filtro capace di eliminare tutte le traccie dei « fronti di commutazione » prodotti dal transistore-interruttore.
2) Nell'anello di controreazione che provvede alla stabilizzazione della tensione di uscita sono inclusi tutti i componenti che provvedono al filtraggio della medesima, e di conseguenza, l'anello di controreazione sarà influenzato dagli *spostamenti* di fase introdotti da questi componenti. Questo fatto tende a limitare la larghezza di

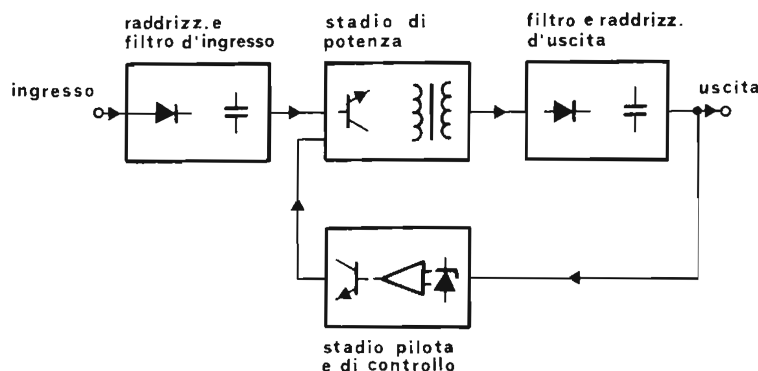


Fig. 5 - Schema a blocchi di un alimentatore switched-mode con l'ingresso in alternata.

Dimensioni di ingombro e rendimento

Questi due parametri sono legati l'uno all'altro. Abbiamo visto che la riduzione di volume incide principalmente sui trasformatori e sui componenti che provvedono al filtraggio della tensione all'uscita dell'alimentatore. I rimanenti componenti figurano nei circuiti a basso segnale, e di conseguenza, sono di piccole dimensioni; inoltre, siccome il transistore-interruttore lavora o in condizioni di saturazione o in condizioni di bloccaggio, la produzione di calore sarà ridotta, e di conseguenza, parimente ridotta sarà la superficie dei dissipatori di calore sui quali il transistore è montato. Ciò significa, in altre parole, che se un alimentatore convenzionale di tipo serie, alimentato dalla rete a 50 Hz, ha un rendimento del 50%, un equivalente alimentatore switched-mode avrà un rendimento dell'82%.

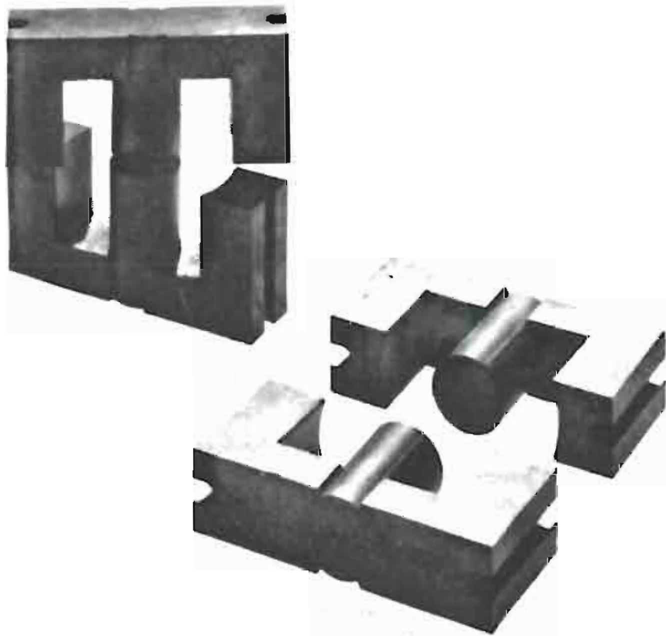


Fig. 6 - Nuclei in ferrite per il trasformatore di un alimentatore switched-mode.

banda dell'amplificatore di reazione per cui succede che la risposta al transitorio non sarà mai pronta come quella offerta da un convenzionale sistema di regolazione in serie. C'è però da dire che la risposta al transitorio fornita da un alimentatore switched-mode solitamente soddisfa la maggior parte degli impieghi nei quali l'alimentatore può essere impiegato.

Tabella n. 1 - Componenti presenti in un alimentatore convenzionale e in un alimentatore switched - mode

Tipo	*Numero dei componenti* — *alimentatore convenzionale di tipo serie*	*alimentatore switched-mode*
Diodi raddrizzatori	15	14
Transistori (piccola potenza)	6	1
Transistori (di potenza)	2	1
Circuiti integrati	0	1
Condensatori (elettrolitici)	7	4
Condensatori (di altro tipo)	0	4
Resistori	14	8
Trasformatori	1	3
Compon. del filtro d'ingresso	0	6
Totale componenti attivi	23	17
Totale componenti passivi	22	25
Totale complessivo	45	41

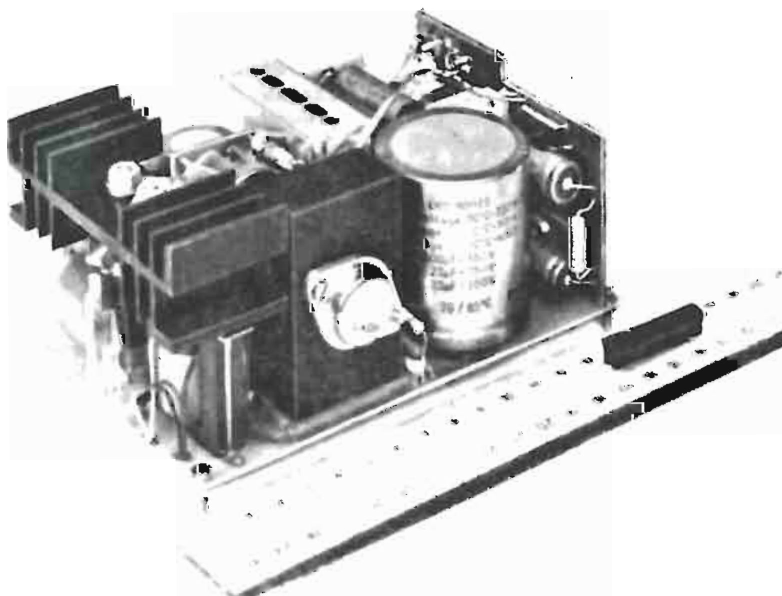


Fig. 7 - Prototipo di alimentatore stabilizzato switched-mode. Potenza d'uscita = 100 W; frequenza di lavoro = 50 kHz; tensione alternata d'ingresso = 200 V; tensione continua d'uscita = 5 V, 20 A. E' stato impiegato il transistore per alte tensioni BDY 92.

Sicurezza di funzionamento

Abbiamo visto in precedenza i vantaggi e gli svantaggi offerti da un alimentatore switched-mode e quelli relativi all'alimentatore stabilizzato convenzionale di tipo serie. Volendosi spingere oltre nel confronto e stabilire dati quantitativi in merito sarà necessario prendere in considerazione altri fattori quali *la natura del carico, l'ambiente* in cui viene a lavorare il tutto, ecc. E' quello che noi abbiamo fatto e condensato in una tabella di confronto. In essa figurano il numero dei componenti presenti in un alimentatore convenzionale a 50 Hz tipo serie avente due uscite di tensione stabilizzate e un analogo alimentatore del tipo switched-mode. A proposito di questo confronto è necessario sottolineare, che alcuni componenti presenti nell'alimentatore switched-mode sono sottoposti ad un « lavoro più duro »; intendiamo parlare dei quattro diodi raddrizzatori, del transistore-interruttore di potenza e dei due condensatori elettrolitici i quali debbono essere tutti del tipo ad alta tensione; viceversa, questi stessi componenti, in un alimentatore convenzionale di tipo serie lavorano con basse tensioni. Bisogna però far presente che questi stessi componenti, in un alimentatore stabilizzato convenzionale tipo serie lavorano in un ambiente a temperatura relativamente elevata a causa del basso rendimento di questo tipo di alimentatore; il contrario avviene in un alimentatore switche-mode il quale, a causa della bassa dissipazione che ha luogo nel transistore-interruttore, e di conseguenza, all'elevato rendimento offerto da esso, lavora con temperature molto più basse, e di conseguenza sotto questo riguardo, sottopone i componenti ad una minore sollecitazione.

Convertitori c.c./c.c. normalmente impiegati per la realizzazione di alimentatori a commutazione

Vengono descritti i criteri di progetto di sette convertitori c.c./c.c. per alimentatori switched-mode. Innanzitutto viene descritto il principio di funzionamento dei due principali tipi di convertitori per alimentatori switched-mode. Dopodiché, vengono elencati sette circuiti-base, e di questi vengono esaminate le prestazioni e le caratteristiche in riferimento ai particolari impieghi a cui essi possono essere destinati. Si passano infine in rassegna le caratteristiche che deve possedere il transistore-interruttore impiegato in ciascuno di questi circuiti-base.

In fig. 1 sono riportate, in uno schema a blocchi, le principali funzioni presenti in un *alimentatore switched-mode* che, in senso più generale, può considerarsi un convertitore c.c./c.c. Si può osservare come la tensione di ingresso di rete venga raddrizzata e spianata, e successivamente *frazionata ad alta frequenza* (superiore a 20 kHz) mediante un *interruttore.* La tensione rettangolare ottenuta in seguito a detto frazionamento viene applicata al primario del trasformatore, e successivamente trasferita al secondario del medesimo, dopodiché essa viene ancora raddrizzata e filtrata in modo da dare la tensione d'uscita continua desiderata.

La tensione continua d'uscita ottenuta in questa maniera viene mantenuta sotto controllo da un particolare circuito che fornisce *un segnale di correzione* al circuito che comanda l'interruttore in modo da variare, a seconda delle necessità, il *rapporto* tra il tempo in cui detto interruttore rimane *chiuso* e il tempo durante il quale rimane *aperto,* così da compensare qualsiasi variazione della tensione di uscita prodotta dalle variazioni del carico.

Questo stesso sistema può essere alimentato anche da una batteria o da qualsiasi altra tensione continua applicata all'ingresso, e di conseguenza, in questo caso, non è presente il raddrizzatore di ingresso.

Descritto il principio di funzionamento dell'alimentatore switched-mode passiamo ora ad esaminare le *sette* soluzioni circuitali a cui esso può dar luogo in relazione alle prestazioni desiderate.

Abbiamo innanzitutto il convertitore cosidetto *flyback* detto anche ringing-choke, costituito da un solo transistore; il convertitore *forward* (detto anche convertitore feed-through), anch'esso costituito da un solo transistore; il convertitore costituito da *quattro* transistori montati a « ponte », dal quale è possibile derivare un convertitore cosidetto a « mezzo ponte ».

Per facilitare la comprensione di questi varii tipi di convertitori sarà opportuno innanzitutto dare una breve spiegazione del funzionamento dei due circuiti base: e cioè del convertitore *flyback* e del convertitore *forward,* dopo di che illustreremo i criteri per la scelta di un dato convertitore piuttosto che un altro in relazione alle prestazioni che si desiderano ottenere.

Il convertitore Flyback (detto anche Ringing-Choke)

In fig. 2 abbiamo riportato lo schema di principio di un convertitore flyback nonché le relative forme d'onda presenti nei vari punti del circuito. Quando l'interruttore *S* viene chiuso, la tensione di ingresso V_i risulta applicata ai capi dell'induttanza L_o, e in questa condizione il diodo di uscita non conduce. E' evidente che fino a quando l'inter-

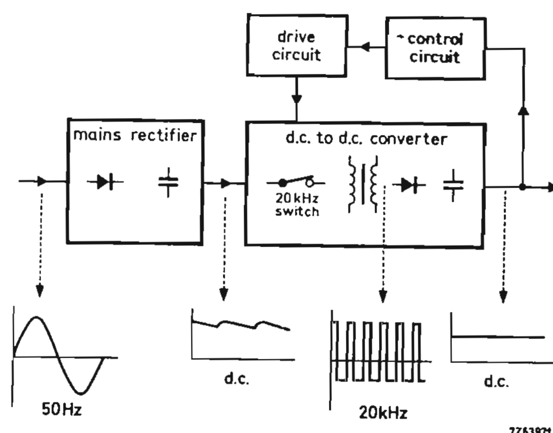


Fig. 1 - Schema a blocchi di un alimentatore stabilizzato switched-mode.

ruttore non viene di nuovo aperto la corrente nell'induttanza aumenterà in maniera lineare; nell'istante però in cui l'interruttore *S* viene di nuovo aperto, la tensione ai capi dell'induttanza L_o cambierà polarità, e l'energia immagazzinata in detta induttanza verrà trasferita nel condensatore-serbatoio, e da questo al carico.

Le forme d'onda della tensione e della corrente riportate in fig. 2 si riferiscono al caso in cui *i tempi di apertura e di chiusura* dell'interruttore *S* risultino uguali; nel qual caso, la tensione continua presente all'uscita sarà uguale alla tensione applicata all'ingresso ma ovviamente avrà polarità invertita rispetto a quest'ultima (si suppone che la caduta di tensione che si verifica ai capi del diodo raddrizzatore sia trascurabile).

Le forme d'onda riportate in fig. 2c si riferiscono al caso in cui *il tempo di chiusura* dell'interruttore risulti *dimezzato rispetto al tempo di apertura*, e che inoltre sia la frequenza di azionamento dell'interruttore che la resistenza di carico risultino uguali a quelle del caso *b*.

Si può facilmente osservare che nel caso c la tensione disponibile ai morsetti di uscita è diventata un terzo della tensione continua applicata all'ingresso, e da ciò ne consegue che un sistema per variare la tensione continua all'uscita consiste appunto nel *variare il rapporto tra il tempo di chiusura e il tempo di apertura del transistore-interruttore*. Lo schema-base di fig. 2 viene ulteriormente sviluppato nella fig. 3 nella quale si vede che in pratica, la singola induttanza L_o viene sostituita con un induttore a doppio avvolgimento, e che al posto dell'interruttore *S* viene posto un transistore. Per limitare la massima tensione presente ai capi del transistore ad un valore corrispondente a due volte quella della tensione di alimentazione di ingresso viene aggiunto un terzo avvolgimento unitamente ad un diodo; ciò è indicato in fig. 4. Compito di questo terzo avvolgimento è quello di *ritornare sull'alimentazione l'energia immagazzinata nell'induttanza tutte le volte che il circuito lavora senza applicazione di carico sul secondario*. Per assicurare una bassa induttanza dispersa tra questi due avvolgimenti, il terzo avvolgimento di cui abbiamo parlato in precedenza, viene avvolto in bifilare sul primario.

Questo terzo avvolgimento provvede infine a limitare il *guizzo di tensione* presente sul collettore del transistore, tutte le volte che quest'ultimo viene bloccato; questo « guizzo » di tensione ha luogo infatti invariabilmente tutte le volte che tra primario e secondario è presente un considerevole valore di induttanza dispersa. Si osservi inoltre, come il diodo collegato in serie, sia stato inserito « sul lato caldo » dell'avvolgimento bilare, e ciò per il fatto che, in questa maniera, si evita il prodursi di un *guizzo di corrente* di collettore che si avrebbe nell'istante in cui il transistore viene chiuso; tale « guizzo » è dovuto alla capacità dispersa dell'avvolgimento. Naturalmente, tale « guizzo » avrebbe invece luogo qualora il diodo si trovasse sul « lato freddo » dell'avvolgimento bifilare. Per evitare un'eventuale *saturazione* del trasformatore è necessario che il valore del rapporto tra il tempo di conduzione e il tempo di bloccaggio del transistore-interruttore non superi il rapporto di 1 : 1; questa condizione è valida per tutti i circuiti descritti in questo articolo.

Per fare in maniera che il transistore lavori sempre nel campo delle tensioni e delle correnti ammesse, è necessario, di regola, fare in modo che la corrente di collettore venga ridotta a zero prima di permettere alla tensione di collettore di aumentare oltre il valore V_{CEO} del transistore. Pertanto, nel caso in cui il valore V_{CEO} del transistore non risulti superiore di due volte alla massima tensione di alimentazione applicata all'ingresso, si renderà necessario inserire un circuito aggiuntivo il cui compito sarà quello di rallentare l'aumento di corrente sul collettore del transistore stesso. Questo circuito aggiuntivo che funziona da « rallentatore » è incluso nel circuito di fig. 5. Quando infatti il transistore-interruttore viene bloccato, la corrente circolante nel trasformatore viene dirottata nel condensatore il quale, tramite il diodo in serie, verrà caricato. Il valore della capacità di questo condensatore viene scelto in maniera tale da ridurre a piacimento la velocità di aumento della tensione applicata al collettore. Quando poi il transistore passa in conduzione (interruttore chiuso), il condensatore si potrà scaricare attraverso il resistore; anche il valore del resistore dovrà essere abbastanza elevato in maniera da limitare questa corrente di scarica evitando in questa maniera il prodursi di un « guizzo » di corrente nel transistore.

Convertitore Forward (detto anche Feed-Through)

Mentre nel convertitore flyback or ora descritto, l'energia viene applicata al carico durante il tempo in cui il transistore *non si trova in conduzione*, nel convertitore forward riportato in fig. 6a, la tensione presente sul secondario *è positiva* (non abbiamo inversione di polarità), e al carico viene fornita corrente tramite il trasformatore *durante il tempo in cui il transistore si trova in conduzione*.

L'induttanza L_o presente tra il diodo raddrizzatore D1 e i terminali di uscita del convertitore, è stata inserita per fare in maniera che la tensione di uscita possa variare linearmente nel tempo in cui il transistore-interruttore risulta chiuso. Il diodo volano D2 rappresenta « una strada » per la corrente di uscita la quale continua ad essere fornita dall'induttanza L_o anche quando il transistore risulta bloccato. Quando il transistore risulta bloccato, la corrente di magnetizzazione del trasformatore viene rimessa nella sorgente di alimentazione tramite l'avvolgimento aggiuntivo, avvolto in bifilare con il primario, e il diodo D3.

In fig. 6b e 6c abbiamo riportato esempi di forme d'onda delle tensioni e delle correnti presenti nei vari punti del circuito.

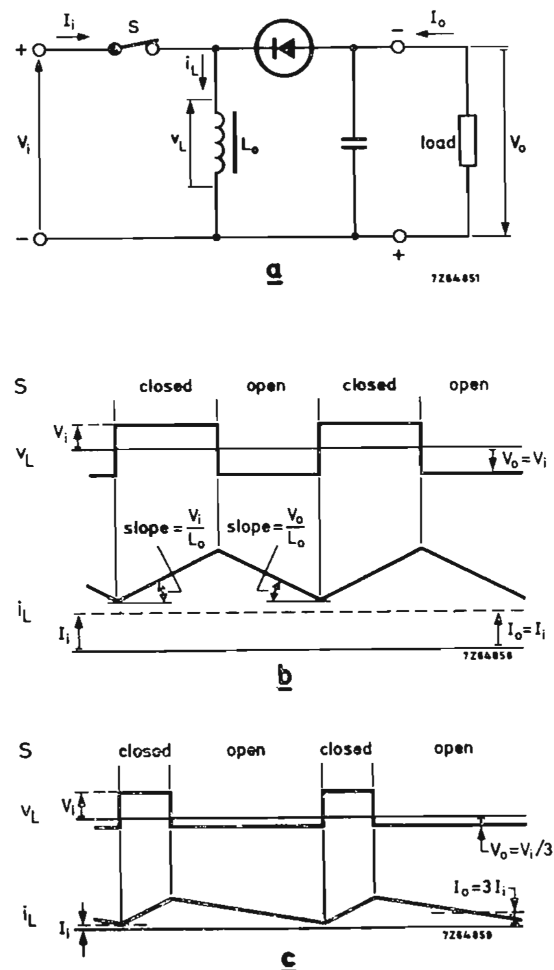


Fig. 2 - (a) Schema-base di un convertitore flybak, (b) forme d'onda riferentesi al caso di tempi di conduzione e di bloccaggio di uguale valore, (c) forme d'onda riferentesi al caso in cui il tempo di conduzione del transistore-interruttore risulta dimezzato.

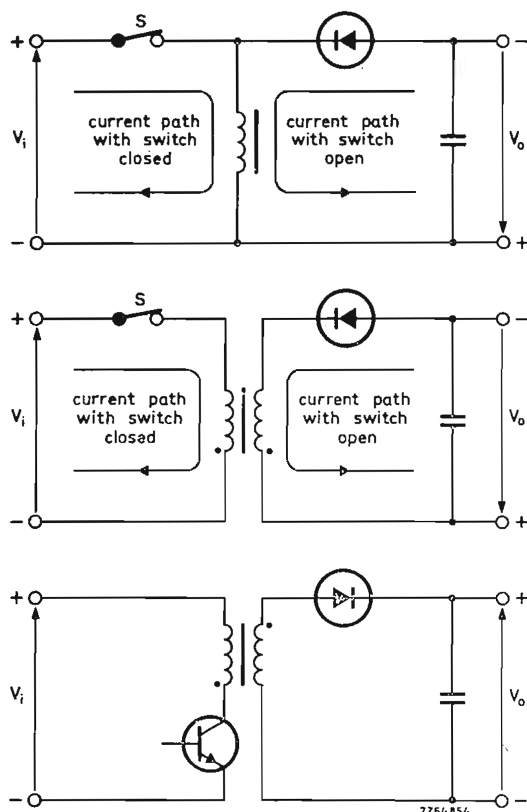


Fig. 3 - Sviluppo del circuito base del convertitore flyback.

Esame dei vari tipi di convertitori

In fig. 7 vengono confrontati *sette* tipi di convertitori c.c./c.c. Nella tabella 1 abbiamo riportato la potenza di uscita ottenibile da ciascuno di questi convertitori; in ciascun circuito, si suppone che il picco di corrente di collettore non superi i 2 A e che la tensione di alimentazione abbia il valore di 200 V. Per semplificare la descrizione delle principali caratteristiche di ciascuno di questi circuiti, non abbiamo tenuto conto delle perdite che inevitabilmente più o meno hanno luogo nei circuiti stessi. I valori quindi di 2 A e di 200 V sopra indicati, dovranno essere considerati valori « utili » di corrente e di tensione, e potranno essere usati direttamente per il calcolo della potenza di uscita. Le forme d'onda delle correnti indicate rappresentano le correnti di collettore « utili », vale a dire, per ottenere quelle forme d'onda perfettamente squadrate si suppone che l'induttanza abbia un valore infinito.

I fattori che possono influire sui livelli che in pratica debbono assegnarsi alle correnti e alle tensioni di collettore, come pure la scelta del transistore interruttore da impiegare verranno esaminati nell'ultimo paragrafo di questo articolo.

TABELLA 1 - Tensione di picco di collettore $V_{CE\ max}$ e potenza di uscita P_o per i circuiti riportati in fig. 7

circuito	descrizione	$V_{CE\ max}$	P_o
1	– convertitore flyback ad un transistore	2 V_i	200 (100 *)
2	– convertitore flyback a due transistori	V_i	200 (100 *)
3	– convertitore forward ad un transistore	2 V_i	200
4	– convertitore forward a due transistori	V_i	200
5	– convertitore in controfase single-ended	V_i	200
6	– convertitore in controfase	2 V_i	400
7	– convertitore in controfase ponte completo	V_i	400

* per le forme d'onda di corrente triangolari indicate in linea tratteggiata

Circuito n. 1: convertitore flyback formato da un unico transistore

Il circuito n. 1 non è altro che il convertitore fondamentale *flyback* già da noi descritto. In tratteggio è indicato il circuito opzionale che serve a rallentare la velocità di aumento della tensione presente sul transistore-interruttore. La forma d'onda della corrente di collettore, indicata con tratteggio per un valore finito dell'induttanza, ha un valore medio di 0,5 A entro il ciclo di funzionamento completo, per cui per un tempo di conduzione pari al 50%, le potenze di ingresso e di uscita assumono il valore di 100 W, oppure un quarto del prodotto della tensione continua di ingresso per la corrente di picco di collettore.

E' possibile aumentare la potenza di uscita del convertitore senza dover rallentare la corrente di picco di collettore, semplicemente portando in conduzione il transistore prima che sia scesa a zero la corrente circolante nel trasformatore. Ciò richiede un valore più elevato di induttanza, e di conseguenza, un trasformatore più costoso. Nel caso in cui si raddoppi il valore dell'induttanza e il transistore venga portato in conduzione quando la corrente circolante nel trasformatore ha il valore di 1 A così da raggiungere un picco di corrente di 2 A come prima, succederà che la corrente media di ingresso assumerà il valore di 0,75 A mentre la potenza di uscita aumenterà fino al valore di 150 W. Per

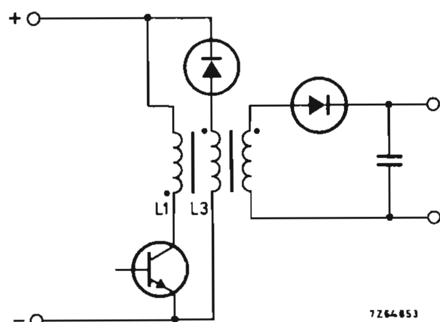


Fig. 4 - Convertitore flyback munito di circuito limitatore di tensione. Le induttanze L1 e L3 sono avvolte in bifilare e tutti e tre gli avvolgimenti sono sistemati su un nucleo in comune.

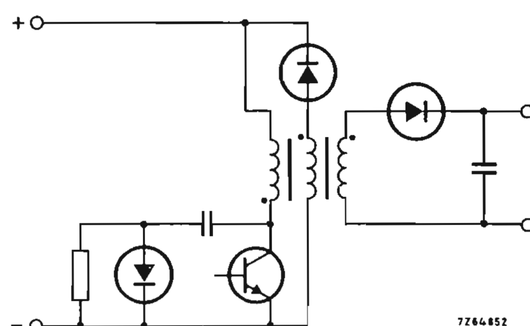


Fig. 5 - Convertitore flyback nel quale è presente un circuito che tende a « ritardare » la velocità di aumento della tensione sul collettore del transistore-interruttore.

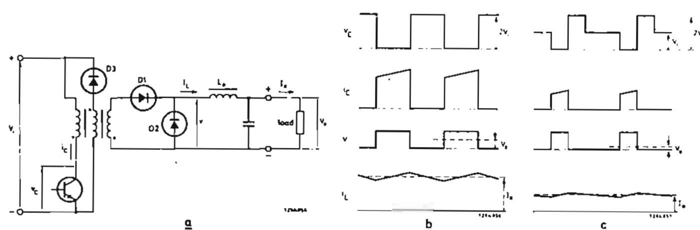


Fig. 6 - (a) Convertitore forward, (b) forme d'onda nel caso in cui i tempi di conduzione e di bloccaggio risultino uguali, (c) forme d'onda riferentesi al caso in cui il tempo di conduzione del transistore-interruttore risulta dimezzato.

la corrente di collettore avente una forma d'onda quadra (tratto continuo), e corrispondente ad un valore infinito dell'induttanza del trasformatore, la corrente media di collettore assume il valore di 1 A, e di conseguenza, la massima potenza di uscita aumenterà a 200 W.

Circuito n. 2: convertitore flyback costituito da due transistori

In questo convertitore, che può essere considerato come la « diagonale » di un mezzo ponte, entrambi i transistori vengono portati in conduzione simultaneamente, e mentre essi conducono, la forma d'onda della corrente circolante nel primario del trasformatore, assume lo stesso andamento di quella caratteristica del circuito n. 1. Alla stessa maniera, la tensione ai capi del primario del trasformatore risulta identica a quella del circuito n. 1. Mentre però nel circuito n. 1, la tensione sul collettore del transistore può assumere un valore doppio rispetto a quello della tensione di alimentazione, nel circuito n. 2, la tensione su entrambi i terminali del primario del trasformatore varierà di una quantità pari alla tensione di alimentazione tutte le volte che ha luogo la commutazione del transistore. La tensione ai capi degli avvolgimenti del trasformatore rimarrà quindi identica a quella del circuito n. 1, con la differenza però che la massima tensione presente sul collettore non tenderà a superare il valore della tensione di alimentazione. La tensione inversa presente ai capi del primario durante il tempo in cui i transistori risultano bloccati, viene limitata al valore della tensione di alimentazione in forza dell'azione di taglio (clamping) effettuata dai due diodi. La stessa cosa vale per la tensione sul collettore; c'è inoltre da tenere presente che il circuito che tende a ridurre la velocità di aumento della tensione sul collettore (indicato con tratteggio nel circuito n. 1) anche se in molti casi risulta molto vantaggioso in quanto tende a ridurre la dissipazione del transistore durante il tempo del suo bloccaggio, può essere omesso nel circuito numero 2 purché il valore della tensione V_{CEO} del transistore non risulti inferiore al valore massimo della tensione di alimentazione.

Circuito n. 3: convertitore forward costituito da un unico transistore

Il circuito n. 3 non è altro che il convertitore *forward* descritto in precedenza. La corrente di collettore con valore di 2 A (come, abbiamo supposto all'inizio) fornisce corrente nel carico per il 50% del ciclo di utilizzazione. Ciò dà luogo ad una corrente di ingresso media con valore di 1 A a 200 V oppure una potenza di 200 W (metà del prodotto tra la tensione continua di ingresso e la corrente di picco del collettore).

Il grande vantaggio offerto dal convertitore *forward*, specialmente per gli alimentatori a bassa potenza di uscita, è costituito dal fatto che la corrente di ondulazione ad alta frequenza che « entra » nel condensatore livellatore di uscita viene limitata dalla bobina di arresto (choke) presente all'uscita.

Pertanto, il livello della tensione di ondulazione presente ai terminali di uscita di un convertitore *forward* risulta molto inferiore a quello che si ha in un convertitore di tipo *flyback*; in quest'ultimo, infatti, il livello più basso ottenibile della tensione di ondulazione risulta determinato dall'induttanza e dalla resistenza del condensatore elettrolitico di livellamento presente all'uscita.

Circuito n. 4: convertitore forward costituito da due transistori

Il circuito n. 4 fornisce la stessa uscita della versione a transistore singolo, con la differenza però che in questo caso ai capi del transistore la tensione di picco risulta dimezzata. Esso sta al circuito n. 3 alla stessa maniera che il circuito n. 2 sta al circuito n. 1.

Circuito n. 5: convertitore in controfase single-ended

Questo circuito può essere considerato come la « metà verticale » di un circuito a ponte. In questo caso, i due tran-

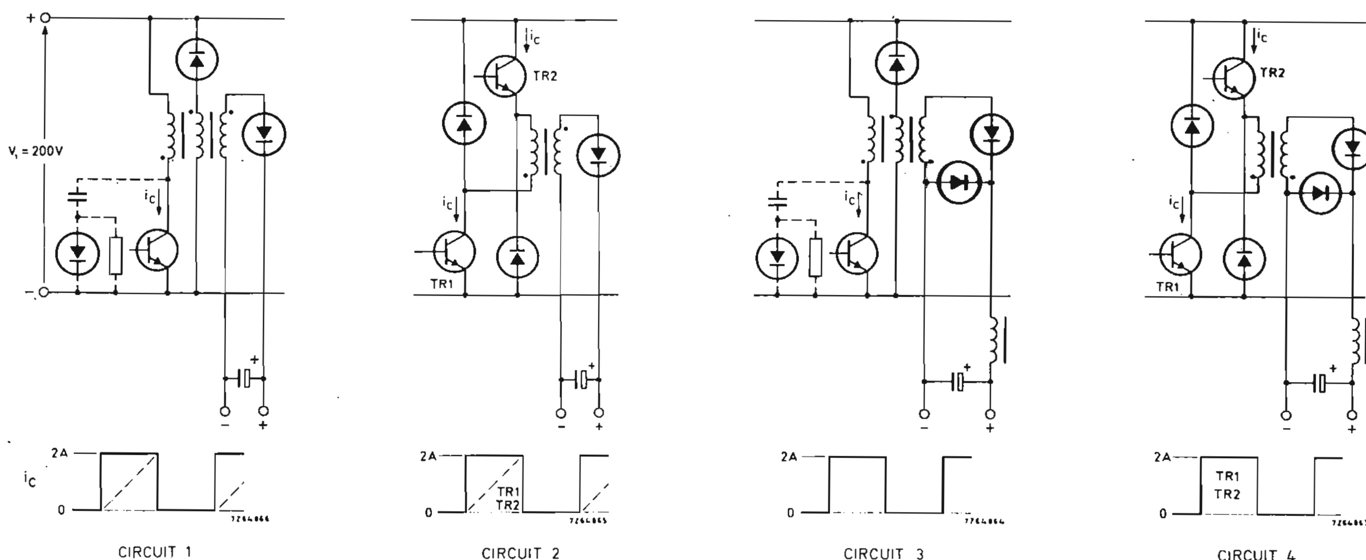


Fig. 7 - Confronto tra i vari circuiti dei convertitori (vedere tabella n. 1); i circuiti aggiuntivi tendenti a ridurre la velocità di aumento della tensione sul collettore del transistore-interruttore sono stati indicati in linea tratteggiata.

sistori vengono pilotati in maniera alternata, e siccome i tempi di conduzione dei medesimi risultano uguali, la tensione continua presente in corrispondenza della giunzione dei due condensatori risulterà uguale a metà valore della tensione di alimentazione. Supponendo la tensione di alimentazione con valore di 200 V come per i casi precedenti, la tensione presente ai capi del primario del trasformatore, risulterà alternativamente con valore di + 100 e — 100 V alla corrente di 2 A (anche in questo caso si suppone di trascurare la corrente di magnetizzazione), con il risultato finale che la potenza di uscita avrà il valore di 200 W. Come per i circuiti a due transistori descritti precedentemente (circuito n. 2 e circuito n. 4), la tensione di picco presente sui transistori sarà uguale al valore della tensione di alimentazione.

Il funzionamento *in controfase* tende a raddoppiare la frequenza della corrente di modulazione circolante nel filtro di uscita, e di conseguenza, tenderà a ridurre la tensione di ondulazione presente all'uscita del convertitore. Un altro non piccolo vantaggio del funzionamento in controfase è rappresentato dal fatto che la magnetizzazione viene applicata al nucleo del trasformatore *sia nell'una che nell'altra direzione*, a differenza dei precedenti circuiti nei quali la magnetizzazione avveniva *sempre nella stessa direzione*.

Ciò significa, in altre parole, che l'escursione della magnetizzazione del nucleo in entrambe le metà della *curva BH* durante un ciclo completo di funzionamento del convertitore, produrrà un doppio cambiamento di flusso, e di conseguenza, una doppia forza elettromotrice (f.e.m.), a differenza del funzionamento su *una sola metà della curva BH*, caratteristico dei circuiti che non lavorano in controfase. (Il funzionamento su una sola metà della *curva BH* significa in pratica lavorare entro i limiti della *rimanenza* e della *saturazione*). Pertanto, nel caso generale in cui venga impiegata una ferrite a perdite abbastanza basse, e nel caso in cui il principale fattore nel progetto del trasformatore sia costituito dall'evitare che il nucleo entri in saturazione, sarà possibile ridurre a metà la sezione del nucleo in ferrite oppure raddoppiare *i volt per spire*. Ciò presuppone ovviamente che, in entrambi i casi, la frequenza di lavoro rimanga invariata.

Circuito n. 6: convertitore in controfase

Questo circuito offre gli stessi vantaggi del circuito n. 5. La tensione presente sul trasformatore risulta però *due volte* quella dei circuiti precedenti, e di conseguenza, a parità di correnti, la massima potenza di uscita può raggiungere i 400 W.

Circuito n. 7: convertitore a ponte

Anche questo circuito è in grado di fornire una potenza di uscita di 400 W. Presenta il vantaggio di una riduzione della tensione sul collettore (non superiore alla tensione continua di ingresso) ma nello stesso tempo ha lo svantaggio di avere un circuito di pilotaggio più complesso di quello richiesto dal circuito n. 6.

CRITERI PER LA SCELTA DEI VARI TIPI DI ALIMENTATORI STABILIZZATI SWITCHED-MODE DESCRITTI

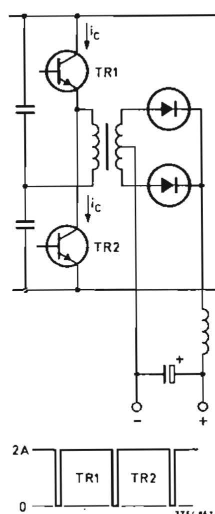
Gli alimentatori stabilizzati possono essere classificati in *tre categorie*: alimentatori stabilizzati *ad una sola uscita a bassa tensione e a potenza elevata*, come per esempio quelli con uscita a 5 V impiegati per l'alimentazione di calcolatori di grandi dimensioni; alimentatori *con tensione di uscita elevata* ed infine alimentatori per strumentazione i quali solitamente posseggono *svariate tensioni di uscita con differenti valori di tensione e di potenza*.

Criteri per la scelta del circuito da adottare per un alimentatore a tensione di uscita bassa e potenza elevata

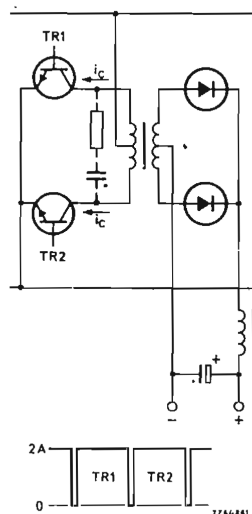
Per gli alimentatori di potenza ad elevate prestazioni ed uscita singola, per i quali è richiesto che l'ondulazione residua sulla tensione di uscita sia molto inferiore all'1%, si dovrà optare per la versione *a funzionamento in controfase*. Ciò per il semplice motivo che il funzionamento in controfase, come già sottolineato in precedenza, ha la caratteristica di avere un *basso tasso di ondulazione residua* sulla tensione di uscita ed inoltre l'impiego di due transistori al posto di uno solo contribuisce indubbiamente ad *aumentare la potenza di uscita disponibile*.

Per gli alimentatori di dimensioni più piccole nei quali la potenza di uscita richiesta si mantiene sempre entro i limiti ammessi dai transistori disponibili, ma nei quali è ancora essenziale che l'ondulazione residua abbia un basso valore, il convertitore *forward* (circuiti n. 3 e n. 4) rappresenta una valida alternativa al convertitore funzionante in controfase.

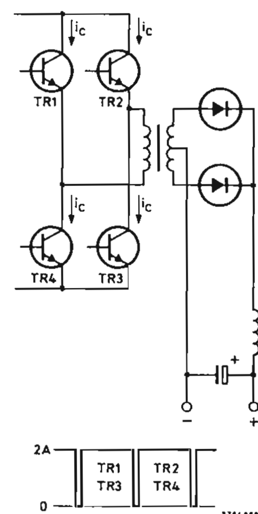
La scelta del tipo di convertitore, se cioè in controfase o forward, dipende da considerazioni relative alla potenza di uscita richiesta, dalle dimensioni desiderate, dalla complessità del circuito di pilotaggio e così via.



CIRCUIT 5



CIRCUIT 6



CIRCUIT 7

Criteri per la scelta di un circuito da usare per un alimentatore con uscita ad alta tensione

Mentre negli alimentatori a bassa tensione, l'induttanza dispersa del condensatore di livellamento di uscita tende a limitare l'efficacia stessa del condensatore agli effetti della riduzione della tensione di ondulazione d'uscita, negli alimentatori con uscita *ad alta tensione* questo problema non esiste o è del tutto insignificante. La realizzazione di una adeguata induttanza di arresto (chocke) all'uscita resta ad ogni modo un problema difficile nel caso di tensioni di uscita di valore elevato. In questo caso il convertitore tipo *flyback* rappresenta la soluzione ideale.

Criteri per la scelta del circuito da usare per un alimentatore con uscite di diverso valore

Per gli alimentatori stabilizzati impiegati negli strumenti di misura nei quali, come è noto, si richiede un gran numero di tensioni di alimentazione di differente valore, il convertitore *flyback* rappresenta la scelta più logica in quanto con esso si può fare a meno delle numerose bobine di arresto (chokes) necessarie sulle varie uscite dell'alimentatore. In questo caso, infatti, ciascuna uscita può essere ottenuta da un opportuno secondario nel quale sarà presente il condensatore di livellamento e il relativo diodo raddrizzatore. La tensione di reazione richiesta per controllare i circuiti di pilotaggio può essere derivata da un avvolgimento sussidiario accoppiato più strettamente possibile all'avvolgimento di uscita.

LA SCELTA DEL TRANSISTORE

Abbiamo visto in precedenza che la scelta tra i tre tipi dei convertitori descritti (flyback, forward oppure in controfase) viene fatta in base al valore della tensione di uscita desiderato ed anche in base al livello di ondulazione residua ammissibile La scelta del transistore è determinata invece principalmente dalla tensione di alimentazione in c.c. (ingresso) e dal livello della potenza. Oltre a ciò, anche la frequenza di lavoro risulta influenzata dal valore della tensione d'ingresso, per il semplice fatto che le limitazioni di natura tecnologica del transistore riguardano principalmente *la velocità di commutazione* del dispositivo la quale, come è noto, tende a diminuire via via che tendono ad aumentare le tensioni di lavoro del dispostivo stesso.

Solitamente, le tensioni di ingresso dell'alimentatore stabilizzato switched-mode sono costituite dalla rete (raddrizzata) con valore da 50 oppure 60 V c.c. nei sistemi telefonici, e dalle batterie di alimentazione con valore di tensione di 24 V oppure 12 V degli autoveicoli o delle apparecchiature portatili.

Alimentatore stabilizzato switched-mode alimentato dalla tensione di rete

Tensione di collettore del transistore

E' noto che le tensioni di rete normalizzate (220 V oppure 240 V) possono sottostare a fluttuazioni comprese tra — 15% e + 10%. Con una ondulazione del 10% sulla tensione continua raddrizzata e una caduta di 5 V nel circuito raddrizzatore, la tensione *minima* raddrizzata applicata al convertitore ammonterà a circa 230 V oppure 250 V. Possono verificarsi dei casi in cui può aversi una riduzione del 20% della tensione di rete; ciò porta la minima tensione raddrizzata ad un valore uguale alla tensione nominale di rete vale a dire a 220 V o 240 V. Se questi minimi valori di tensione continua vengono applicati ai circuiti di fig. 7, nei quali in precedenza abbiamo supposto di avere una tensione di alimentazione di 200 V e di avere trascurabili perdite, è possibile tollerare una caduta di tensione del 10% oppure del 20%. Queste cifre ci dicono che il livello di 200 V senza tenere in considerazione le perdite, scelto in partenza per poter effettuare il confronto tra i vari circuiti, è effettivamente in grado di darci una indicazione realistica concernente la potenza di uscita ottenibile in tutte le condizioni di funzionamento con tensioni di rete con valori normali.

Le tensioni di rete di 220 V e di 240 V, prese ai loro massimi valori in corrispondenza di un + 10%, possono dare, una tensione raddrizzata massima di uscita rispettivamente di 340 V e 370 V. I grafici riguardanti la zona di funzionamento sicuro dei transistori di commutazione di potenza consentono una circolazione di corrente di collettore (per tempi specificati) con tensioni di collettore fino ma non superiori al valore della tensione V_{CEO} del transistore. Pertanto, nei circuiti 2, 4, 5 e 7 di g. 7, nei quali la tensione di collettore può aumentare rapidamente rispetto alla tensione di alimentazione non appena la corrente del transistore inizia a decrescere, i transistori dovranno avere valori di V_{CEO} superiori a 340 V con una tensione di rete di 220 V, oppure di 370 V per una tensione di rete di 240 V.

Nei circuiti 1, 3 e 6, la tensione di collettore del transistore può assumere valori doppi rispetto alla tensione di alimentazione. Questi circuiti richiederanno transistori con valori di V_{CEO} superiori rispettivamente a 680 V oppure a 740 V per i due valori della tensione di rete. I transistori con valori di V_{CEO} superiori ai precedenti valori sono però troppo lenti per essere impiegati in alimentatori stabilizzati del tipo switched-mode; ciò per il semplice fatto che un più elevato valore della tensione di funzionamento del collettore può essere ottenuto soltanto a spese della velocità di commutazione del transistore stesso. La soluzione pratica consiste quindi nello scegliere un transistore avente un V_{CES} superiore di due volte la massima tensione di alimentazione, e di rallentare l'aumento della tensione sul collettore in maniera tale che la corrente di collettore risulti ridotta a zero prima che la tensione di collettore superi il valore di V_{CEO}. I componenti aggiuntivi necessari *per rallentare* l'aumento della tensione di collettore sono disegnati tratteggiati nei circuiti n. 1, 3 e 6 di figura 7.

Concludendo, possiamo dire che per una tensione di rete di 220 V, transistori aventi valori superiori a $V_{CES} = 680$ V e $V_{CEO} = 340$ V possono considerarsi molto adatti ad essere impiegati nei sette tipi di convertitori riportati in fig. 7; per una tensione di alimentazione di 240 V, i valori del transistore potrebbero superare $V_{CES} = 740$ V e $V_{CEO} = 370$ V. Queste esigenze possono essere soddisfatte dai transistori della serie BDY93 e BDY96.

Si danno alcuni casi in cui, pur impiegando lo stesso tipo di transistore possono essere impiegate tensioni di alimentazione con valore superiore a quelli indicati più sopra. Per esempio, nei circuiti dei convertitori flyback, è possibile ridurre la massima tensione sul collettore durante il funzionamento normale del convertitore introducendo un *tempo di conduzione* del transistore inferiore al 50% ed *aumentando* contemporaneamente il numero delle spire dell'avvolgimento del secondario allo scopo di ottenere la tensione di uscita desiderata. Questo artificio sfrutta la proprietà fondamentale del convertitore flyback in base alla quale il prodotto *V × secondi* del trasformatore che si ha durante il tempo in cui il transistore si trova in conduzione risulta esattamente uguale a quello che si ha quando il transistore risulta bloccato.

Questo sistema ha però probabilità di successo soltanto nel caso in cui l'induttanza dispersa tra primario e secondario risulta effettivamente di valore zero; in pratica è necessario introdurre un adeguato smorzamento allo scopo di assorbire il « guizzo » di tensione che può apparire sul collettore quando il transistore viene bloccato. Quando si realizzano queste condizioni, risultano ridondandi l'avvolgimento bifilare e il relativo diodo riportati nel circuito 1; ovviamente, in questo caso, è necessario però che non venga tolto il carico dai terminali di uscita dell'alimentatore.

Nel convertitore in controfase (circuito n. 6, fig. 7), la tensione di picco del transistore è $2\,V_i$ mentre è semplicemente V_i nei convertitori single-ended e a ponte, indicati nei circuiti 5 e 7. Un transistore avente valori di $V_{CES} = 740$ V e di $V_{CEO} = 370$ V può lavorare con una tensione continua di ingresso fino a 370 V nel circuito numero 6; potrà inoltre lavorare con tensioni continue di ingresso di valore più

elevato nei circuiti n. 5 e numero 7, a condizione però che i « guizzi » di tensione dovuti all'induttanza dispersa risultino sufficientemente soppressi.

Corrente di collettore del transistore e tempo di commutazione

Il valore di picco di 2 A per la corrente di collettore dei transistori impiegati nei circuiti riportati in fig. 7, venne definita corrente « utile » allo scopo di poter calcolare con una certa precisione la potenza di uscita fornita dal convertitore. In pratica però, nei circuiti n. 3...7 il *valore reale* della corrente comprende anche componenti aggiuntive dovute alla magnetizzazione del trasformatore e alle reti di smorzamento per cui, in pratica, il valore da tenere in considerazione si aggira sui 2,5 A. Allo stesso modo, nei circuiti numero 1 e 2 del convertitore flyback, la forma donda quadrata del picco di corrente del valore di 2 A (che richiederebbe ovviamente una induttanza con valore infinito), diventa in pratica una forma d'onda con valore di corrente di 1,5 A quando il transistore si trova *in conduzione*, e con valore di 2,5 A quando il transistore risulta *bloccato*. Da quanto sopra si conclude quindi che il transistore deve essere in grado di poter commutare con perdite ragionevolmente accettabili, correnti con valore di 2,5 A. Ciò significa che *i tempi di commutazione* del transistore dovranno essere più brevi possibile rispetto al tempo del ciclo ma nello stesso tempo la frequenza di lavoro dovrà superare il valore approssimativo di 20 kHz allo scopo di impedire che il trasformatore sia sede di sibili la cui frequenza cadrebbe nel campo delle frequenze udibili. Siccome alla frequenza di 20 kHz, il valore del tempo del ciclo ammonta a 50 µs e siccome la serie di transistori BDY93 possiede valori tipici di *tempi di conduzione* (t_{on}) e *tempi di bloccaggio* (t_f) con valore rispettivamente di 0,25 e 0,4 µs (ciascuno inferiore dell'1% rispetto al tempo del ciclo), appare evidente che questa serie di transistori è molto adatta ad essere impiegata in questi alimentatori switched-mode.

Pertanto, come indicato nella precedente tabella, il transistore BDY93 potrà fornire, in pratica, potenze di uscita che vanno da 100 W a 400 W. Con un transistore più potente, come per esempio sarebbe il BDY96, il quale possiede gli stessi valori di tensione e pressapoco gli stessi valori dei tempi di commutazione ma presenta invece una corrente doppia del BDY93, è possibile ottenere valori raddoppiati della potenza di uscita, e cioè, da 200 W ... 800 W negli stessi circuiti riportati in fig. 7.

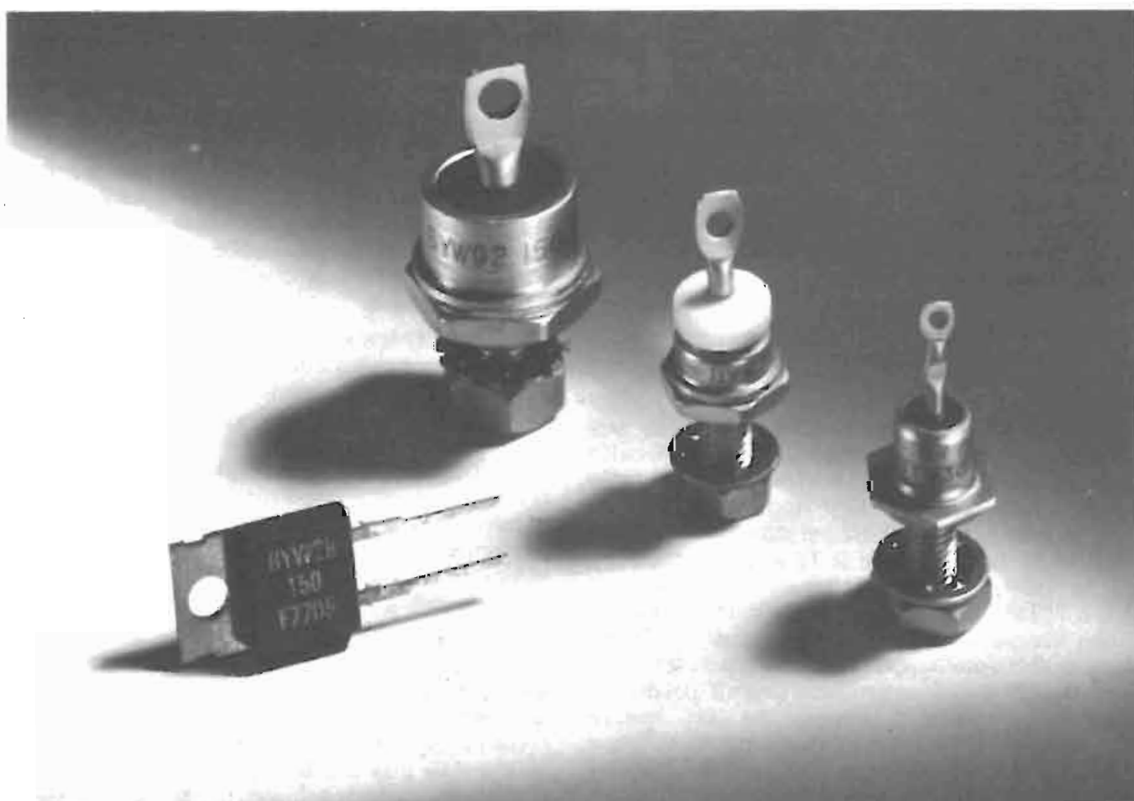
Se un transistore viene fatto lavorare con correnti di picco con valore più elevato di quelli specificati per il suo tempo di commutazione, i tempi di commutazione dovranno essere proporzionalmente *allungati*. Se invece, questo stesso transistore viene fatto lavorare con correnti di picco di valore più basso, i tempi di commutazione potranno essere *abbrevviati*. Da quanto sopra si può concludere che la frequenza ottimale di lavoro risulta *ridotta* nel caso in cui si lavori con correnti *più elevate*, ed invece può essere *aumentata* nel caso in cui si lavori con valori di correnti *più bassi*.

I tempi di bloccaggio dei transistori di commutazione ad alta tensione dipendono fortemente dal valore della temperatura ed inoltre dipendono in larga misura anche dalla forma d'onda della corrente del segnale di pilotaggio applicato alla base. E' per questo motivo che il progetto dei circuiti di pilotaggio impienganti questi tipi di transistori dovrà essere fatto adottando particolari precauzioni.

Alimentatore stabilizzato switched-mode alimentato con tensioni continue più basse

Tutti i circuiti-base riportati in fig. 7 possono essere impiegati teoricamente anche nel caso di tensioni di alimentazione (ingresso) con valore più basso; in pratica, però, risultano più adatti allo scopo i circuiti-base n. 1, n. 3 e n. 6 nei quali, come abbiamo visto, il transistore può lavorare con una tensione doppia rispetto al valore della tensione di alimentazione (tensione continua all'ingresso dell'alimentatore).

Con i transistori progettati per lavorare con tensioni di alimentazione più basse, (per esempio con valori di tensione di 50 V o anche meno) è possibile ottenere con relativa facilità, velocità di commutazione più elevate, ed inoltre con circuiti di pilotaggio ben progettati, anche i tempi di bloccaggio dei transistori possono assumere i valori oscillanti sullo 0,1 µs. A sua volta, la frequenza di lavoro di alimentatori stabilizzati destinati ad essere alimentati con ten-



sioni di ingresso più basse può, per esempio, assumere il valore di 50 kHz; ed in questo caso è possibile ridurre le dimensioni sia del trasformatore di uscita sia del condensatore di livellamento.

Lavorando alla frequenza di 50 kHz, il tempo del ciclo assume ovviamente il valore di 20 µs. Come regola generale, si deve tener presente che il *tempo di caduta* (fall time) del transistore non deve superare di circa l'1% il valore di 20 µs e cioè 0,2 µs.

Il transistore di potenza ad elevata velocità di commutazione BDY90 possiede un tempo di caduta inferiore a 0,2 µs con una corrente di 5 A. Da ciò consegue, che lavorando ad una frequenza di 50 kHz con un picco « utile » di corrente di 5 A e una tensione di alimentazione « utile » di 40 V, il transistore BDY90 è in grado di produrre potenze di uscita corrispondenti *a metà valore* di quelle indicate nella tabella 1 e pertanto, sarà in grado di fornire potenze oscillanti da 50 W a 200 W a seconda del circuito e della forma d'onda della corrente di collettore impiegata.

Impiegando il BDY90 con una tensione nominale di 28 V e nella supposizione che la tensione di alimentazione « utile » minima sia 25 V e la corrente di picco « utile » sia di 8 A, è possibile ottenere gli stessi valori di potenza di uscita indicati più sopra. Ad ogni modo, però, per controbilanciare le perdite di commutazione che tendono ad aumentare alle correnti più elevate, la frequenza di lavoro dovrebbe essere portata a circa 26 kHz.

Nei circuiti n. 1, n. 3 e n. 6, sempre nel caso in cui venga impiegato il transistore BDY90, la massima tensione di alimentazione di ingresso dovrebbe essere 60 V, e cioè metà il valore V_{CES} del transistore (120 V). In alcune applicazioni telefoniche, con tensioni di alimentazione continue con valore nominale di 50 V (vale a dire tensioni di alimentazione « utili » di 40 V), possono essere ammessi transitori fino ad un massimo valore di picco di 70 V. In questi casi però sarebbe più adatto il transistore BUY87 con la sua V_{CEO} di 150 V. Per questo tipo di transistore, i tempi di commutazione risultano specificati per un valore di una corrente di picco di 7 A, per cui può essere impiegata una corrente « utile » fino a 5 A, ed anche in questo caso, le potenze di uscita risulterebbero 100 W (50 W) per il circuito n. 1, 100 W per il circuito n. 3 ed infine 200 W per il circuito n. 6.

ing. L. E. Jansson
del "Mullard Central Laboratory"

ESEMPI PRATICI

AVVERTENZA IMPORTANTE

Alla fine di questi "esempi pratici" abbiamo aggiunto una lista aggiornata di componenti attivi e passivi che la Philips-Elcoma consiglia di impiegare per la realizzazione degli alimentatori stabilizzati a commutazione.

Alimentatore a commutazione per la realizzazione di un caricabatterie da rete trifase, 380 V, 2 kW

Si descrive il progetto completo di un caricabatterie (32 V/63 A). Il circuito impiega due convertitori diretti in controfase. La frequenza di lavoro è 25 kHz. La tensione d'uscita è regolabile tra 16 V e 32 V e la corrente tra 0 e 63 A. I transistori finali sono i tipi BUX 82 - BUX 80 in configurazione darlington. Il circuito integrato di controllo è il TDA 1060. Il rendimento raggiunge il 90%.

1. - INTRODUZIONE

Lo schema semplificato dell'alimentatore stabilizzato a commutazione (un convertitore diretto doppio) per rete trifase è riportato in fig. 1. La potenza trattata è 2 kW.

L'alimentatore parte da una tensione di rete trifase (380 V) per cui la tensione raddrizzata d'ingresso (V_i) avrà un valore superiore a 600 V. Siccome la tensione collettore-emettitore (V_{CESM}) dei transistori finali BUX 80 ammonta a 800 V, il convertitore scelto sarà il tipo a due transistori. Ciò restringerà la tensione collettore-emettitore al valore della tensione d'ingresso (V_i) incrementata da un certo valore di sovraoscillazione (overshoot). Un altro vantaggio offerto dal sistema a due transistori è la costruzione estremamente semplice del trasformatore. Non è richiesto infatti alcun avvolgimento di smagnetizzazione in quanto la tensione del trasformatore viene limitata al valore della tensione d'ingresso V_i, dai due diodi BYW 19.

I due diodi diretti d'uscita BYW 92 sono collegati ad un diodo volano comune (2 × BYW 92 in parallelo) e al filtro d'uscita Lo/Co. Il valore della tensione e della corrente d'uscita viene accertato dal resistore R_m e dal condensatore C_o rispettivamente, e inoltrato al circuito integrato (circuito di controllo) TDA 1060.

2. - I TRANSISTORI D'USCITA

La corrente massima trattata da questi transistori in condizioni di funzionamento normale, ammonta a 7 A; di conseguenza essi dovranno essere collegati in configurazione Darlington (BUX 92/BUX 80). La rete D1, R1, C1 tende a ridurre il transitorio dV/dt della tensione di collettore dei transistori; transitorio che si verifica ogni qualvolta i transistori si bloccano.

3. - IL CIRCUITO DI PILOTAGGIO

E' indicato in fig. 3. I transistori A e B (fig. 1) vengono pilotati contemporaneamente. Quando il BD 230 viene bloccato dal circuito di controllo, anche la sorgente di corrente (BD 434) viene interrotta, e di conseguenza, l'energia magnetica immagazzinata nei trasformatori T3 e T4 porterà in conduzione, tramite D3, i transistori d'uscita.

I diodi di desaturazione D2 e D3 impediscono fenomeni di sovrapilotaggio, il che tende a migliorare la condizione di bloccaggio. Il condensatore C2 viene caricato dall'impulso positivo di pilotaggio della base. La tensione ai capi di questo condensatore serve per il pilotaggio negativo di base del transistore durante la fase di bloccaggio del medesimo. Se gli impulsi che

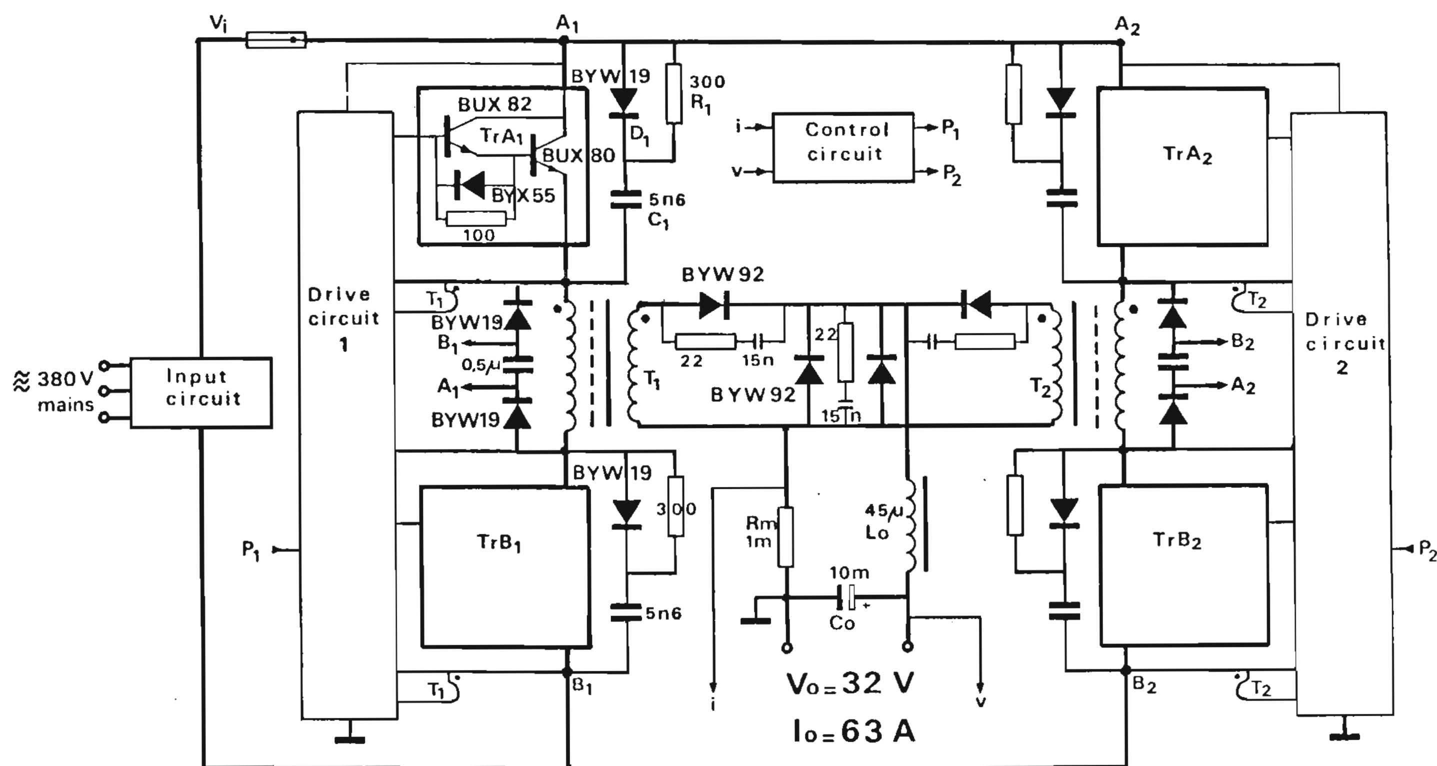


Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore in controfase da 2 kW.

portano in conduzione il transistore risultassero molto brevi, il condensatore C2 non verrebbe sufficientemente caricato. Questo inconveniente viene evitato grazie ad un circuito di carica aggiuntivo collegato al trasformatore principale tramite il diodo D4.

Quando il transistore BD 230 entra in conduzione, abbiamo circolazione di corrente nel primario, e di conseguenza, entrata in conduzione anche dei transistori BD 646, cui corrisponderà una corrente di base negativa (tramite L1) dei transistori finali.

4. - IL CIRCUITO D'INGRESSO

La fig. 2 indica che la tensione di rete (380 V) viene raddrizzata da 6 BYX 96. Inizialmente, la corrente raddrizzata scorre attraverso il resistore R2. In questa fase, nei diodi e nel condensatore la corrente di spunto è limitata. Successivamente avviene la carica del condensatore C4 da parte degli impulsi della tensione di rete raddrizzati presenti ai capi del trasformatore principale T1, costituito da un'unica spira. Quando la tensione che si forma ai capi di C4 raggiunge il livello di pilotaggio del tiristore BTW 45 quest'ultimo s'innescherà, e cortocircuiterà il resistore R2.

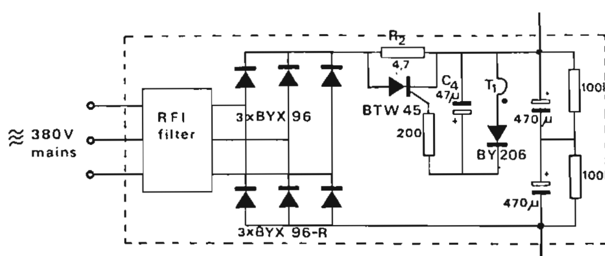


Fig. 2 - Circuito d'ingresso del convertitore.

5. - IL CIRCUITO DI CONTROLLO

E' riportato in fig. 4. La parte essenziale è costituita dal circuito integrato TDA 1060 (fig. 4a), appositamente realizzato per il controllo degli alimentatori a commutazione.

Le funzioni contenute in questo integrato sono le seguenti:

— sorgente di tensione di alimentazione stabilizzata
— sorgente di una tensione di riferimento
— generatore di un segnale a dente di sega
— modulatore di ampiezza degli impulsi
— interruttore on/off a distanza
— ingresso limitatore di corrente
— protezione nei confronti di una bassa tensione di alimentazione
— protezione nei confronti di un guasto o di un'apertura dell'anello di controreazione
— stadio d'uscita
— protezione contro sovratensioni e sistema di smagnetizzazione del nucleo del trasformatore d'uscita
— regolazione del massimo valore del ciclo di utilizzazione
— ingresso per sincronizzazione esterna.

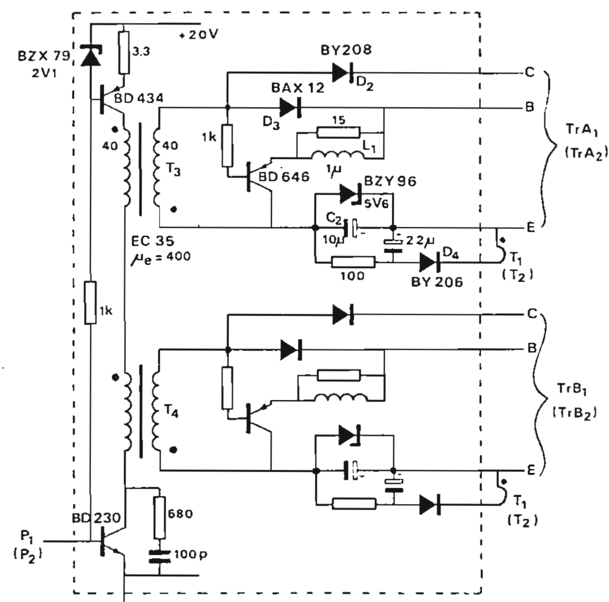


Fig. 3 - Circuito di pilotaggio 1 (2) del convertitore.

La frequenza del segnale di controllo fornito dall'integrato TDA 1060, viene fissata a 50 kHz dai valori indicati per R3 e C3. I resistori R4 e R5 fissano il massimo fattore di utilizzazione, ($\delta max \approx 73{,}5\%$ sul terminale 15 e $\approx 37\%$ su P1 o P2).

La tensione di uscita v è applicata all'ingresso del comparatore 3 tramite un partitore di tensione, variabile tramite R6.

La limitazione della corrente d'uscita si ottiene riducendo l'ampiezza dell'impulso tramite il terminale 5 del TDA 1060. Questa riduzione dell'ampiezza dell'impulso viene realizzata nel caso in cui la tensione sul terminale 5 diventi più bassa di quella presente sul terminale 4 o 6.

La tensione sul terminale 5 proviene dall'uscita dell'amplificatore operazionale NE 535N. Questa uscita tende a diminuire di valore nel caso in cui l'informazione i, ricavata ai capi del resistore Rm (vedi fig. 1) supera l'informazione di riferimento ricavata ai capi di R37.

Il circuito di "feed forward" (terminale 16 del TDA 1060), riduce il ciclo di utilizzazione (δ_{max}) nel caso V_i superasse i 500 V. In ogni caso, il prodotto $V_i \times \delta_{max}$ rimane costante.

6. - PROGETTO DEL TRASFORMATORE

Per il progetto del trasformatore si tennero presenti i seguenti valori:

- massimo valore del ciclo di utilizzazione della corrente di collettore $\delta_{eff} = 0{,}4$. Il tempo massimo di magnetizzazione si ha in corrispondenza di $\delta_{max} = 0{,}5$.
- frequenza di lavoro = 25 kHz
- tensione raddrizzata d'ingresso = 450 ÷ 600 V
- caduta complessiva di tensione ai capi del secondario = 2 V ($V_D + V_{perdite}$)
- tensione d'uscita massima $V_{o\,max} = 32$ V
- corrente d'uscita massima $I_{o\,max} = 63$ A
- nucleo in ferrite usato per il trasformatore UI-93/80/30, 3C8.

Dati per la costruzione del trasformatore:

- le (lunghezza effettiva del circuito magnetico) = 204 mm
- Ae (area effettiva della sezione del nucleo) = 780 mm²
- Ve (volume effettivo del nucleo) = 158.000 mm³

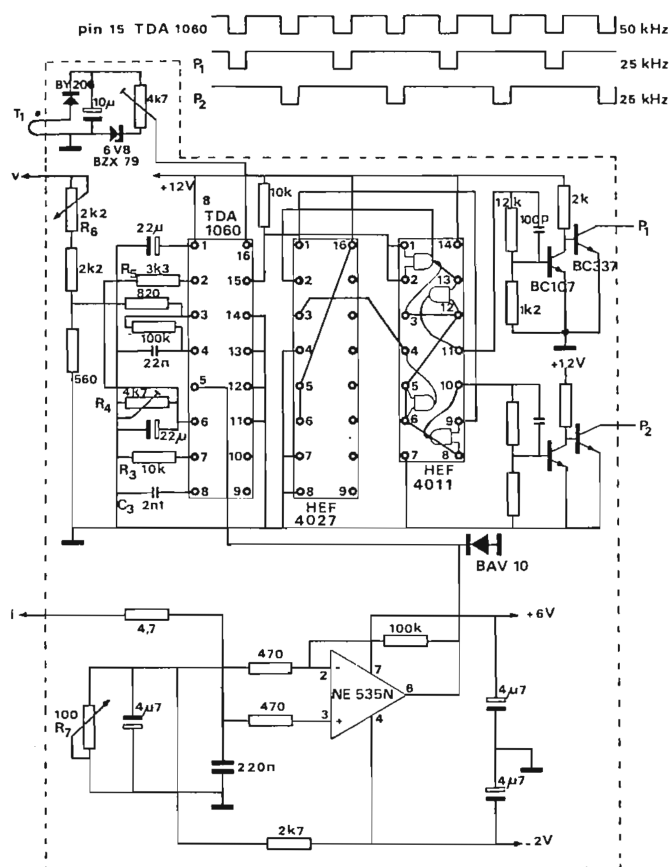


Fig. 4 - Circuito di controllo del convertitore.

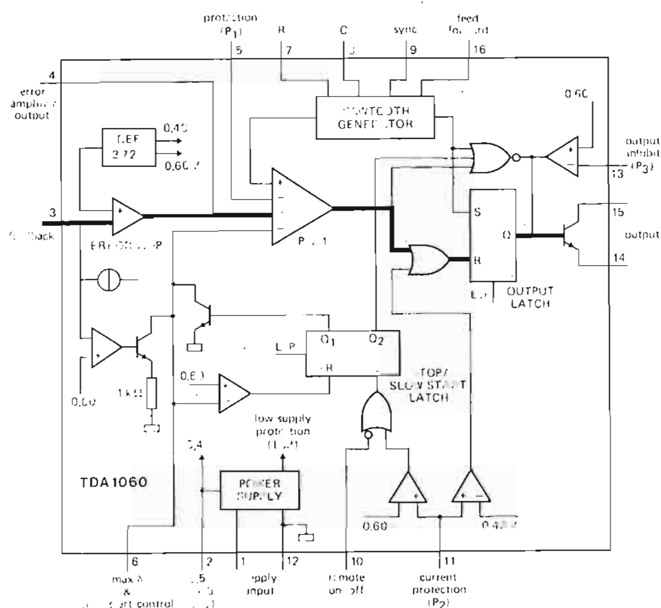


Fig. 4a - Funzioni contenute nel TDA 1060: Alimentatore stabilizzato; tensione di riferimento compensata contro variazioni di temperature; generatore del dente di sega; modulatore larghezza dell'impulso; controllo on/off a distanza; limitatore di corrente; protezione dell'alimentatore di bassa tensione; protezione per guasti nell'anello di reazione; protezione contro sovratensioni e magnetizzazione del nucleo;regolazione del valore massimo del ciclo di utilizzazione; sincronizzazione esterna; controllo "feed forward".

— μr (permeabilità relativa) = $1,5 \times 10^{-3}$

— B_{max} (massimo) picco ammissibile del flusso nel nucleo = 0,32 T

— bw_{eff} larghezza disponibile per l'avvolgimento) = 27 mm (per isolamento classe II)

— V_{ff} (valore della tensione d'ingresso in corrispondenza del quale entra in funzione il sistema "feed-forward") = 500 V.

6.1 - Numero delle spire

Il rapporto spire $n = N_p/N_s = 2\,\delta_{eff}\,V_{i\,min}/(V_D + V_{perdite} + V_o)$

$$n = 2 \times 0,4 \times 450/ (2 + 32) = 10,6$$

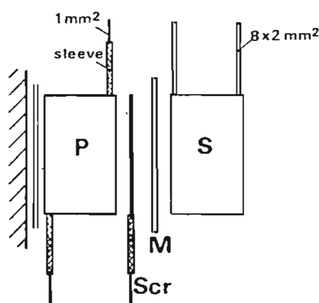


Fig. 5a - Dati per la costruzione dei trasformatori (T1, T2)
P = primario: 42 spire; piattina di rame 27 × 0,05 mm²
S = secondario: 4 spire; piattina di rame 27 × 0,05 mm²
S_{cr} = schermo: foglio di rame 27 × 0,05 mm²
M = isolamento rete 35 × 0,2 mm²
Nucleo UI 93/80/30, 3C8 senza traferro

Il numero delle spire del primario (N_p) è dato da:

$$N_p \geqslant \frac{\delta_{max} \times V_{ff}}{B_{max} \times A_e \times f}$$

$$\geqslant \frac{0,5 \times 500}{0,32 \times 780 \times 10^{-6} \times 25 \times 10^3}$$

$$\geqslant 40$$

In pratica il numero di spire scelto è stato $N_p = 42$. Per cui il numero di spire del secondario sarà:

$$N_s = \frac{N_p}{10,6} = 4$$

6.2 - Corrente nel primario

L'induttanza del primario è data da

$$L_p = N_p^2\ \mu_o\ \mu_r\ A_e/l_e$$

$$= 42^2 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 1,5 \times 10^3 \times 780 \times 10^{-6}/(204 \times 10^{-3})$$

$$= 12,7 \text{ mH}$$

La corrente di magnetizzazione sarà pertanto

$$I_m = \frac{\delta_{max} \times V_{i\,min}}{L_p \times f}$$

$$= \frac{0,5 \times 450}{12,7 \times 10^{-3} \times 25 \times 10^3}$$

$$= 0,71 \text{ A}$$

Il transistore d'uscita, dal canto suo, può "assorbire" una corrente primaria complessiva data da:

$$I_{cp} = I_o\,(1 + 1/\varepsilon)/n + I_m$$

Assegnando a ε il valore di 20 (ciò permette di avere una buona regolazione di corrente e una bassa alternata residua all'uscita), il valore della corrente primaria "tollerabile" dal transistore d'uscita sarà:

$$I_{cp} = 63\,(1 + 1/20)/10,6 + 0,71$$

$$= 6,24 + 0,71$$

$$= 6,95 \text{ A}$$

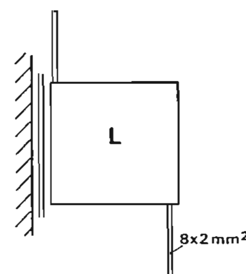


Fig. 5b - Dati per la costruzione del choke
L = choke: striscia di rame 30 × 0,5 mm²
nucleo = UI 93/80/30, spessore dello spaziatore = 5 mm

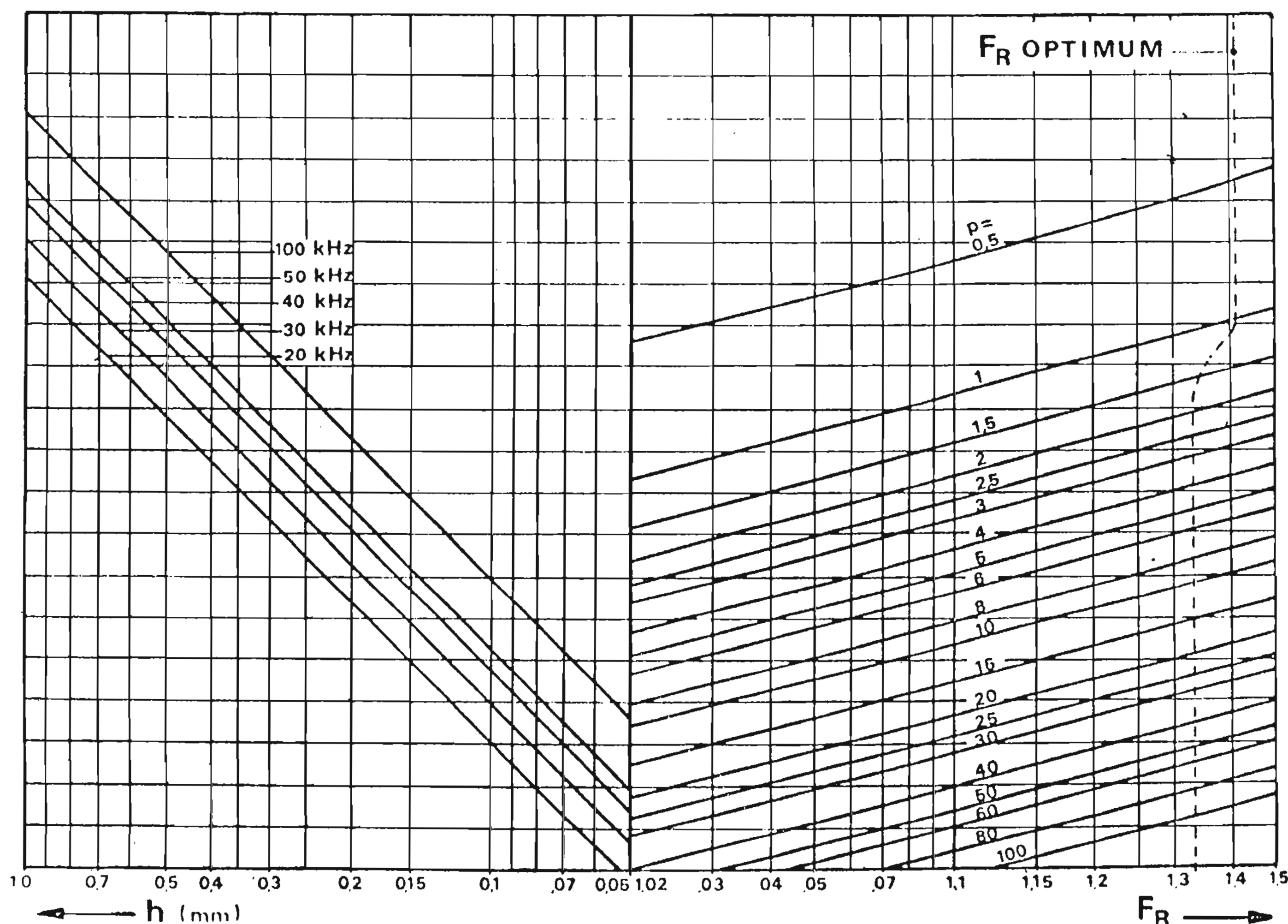


Fig. 5c - $F_R = R_{ca} / R_{cc}$ per avvolgimenti a piattina di rame, in funzione della frequenza (p = numero degli strati; h = spessore della piattina)

6.3 - Perdite nel trasformatore

Per ridurre le perdite, entrambi gli avvolgimenti vennero realizzati con striscie di rame. Dalla fig. 5c si ricava che la striscia di rame che forma il primario dovrebbe avere uno spessore di 0,1 mm (p = 42, f = 25 kHz). Per ridurre l'altezza dell'avvolgimento si è però preferito usare una striscia di rame di spessore minore, più precisamente di 0,05 mm; naturalmente ciò comportò un aumento di perdite che però risultò del tutto accettabile date le piccole entità delle medesime (vedi più sotto).

Il valore ottimale dello spessore della striscia di rame del secondario è 0,32 mm (p = 4, f = 25 kHz). Venne scelto in pratica lo spessore di 0,3 mm che agli effetti pratici presenta le stesse perdite.

L'area della sezione della striscia di rame del primario ammonta inoltre a mm² (0,05 × 27), quella del secondario a mm² (0,3 × 27).

La resistenza in continua del primario è

$R_{cc} = k_T \times R_m \times N_p \times I_w$

nella quale

k_T = fattore di temperatura a 100° C = 1,3

R_m = resistività del rame = $1,75 \times 10^{-8}$ Ω m.

Per cui sarà:

$R_{cc} = 1,3 \times 1,75 \times 10^{-8} \times 42 \times 180 \times 10^{-3}/(27 \times 0,05 \times 10^{-6}) = 0,1274\ \Omega$

Siccome il rapporto $R_{CAA}/R_{cc} = F_R \approx 1$ (vedi fig. 5c), le perdite nel rame del primario saranno:

$P_{cu1} = I_{peff}^2 \times R_{cc} = \delta I_c^2 \times R_{cc}$

nella quale

$I_c = I_o/n + 1/2\ I_m$

$= 63/10,6 + 0,35$

$= 6,29$ A

per cui le perdite nel rame saranno:

$P_{cu1} = 0,4 \times 6,29^2 \times 0,1274$

$= 2,02$ W

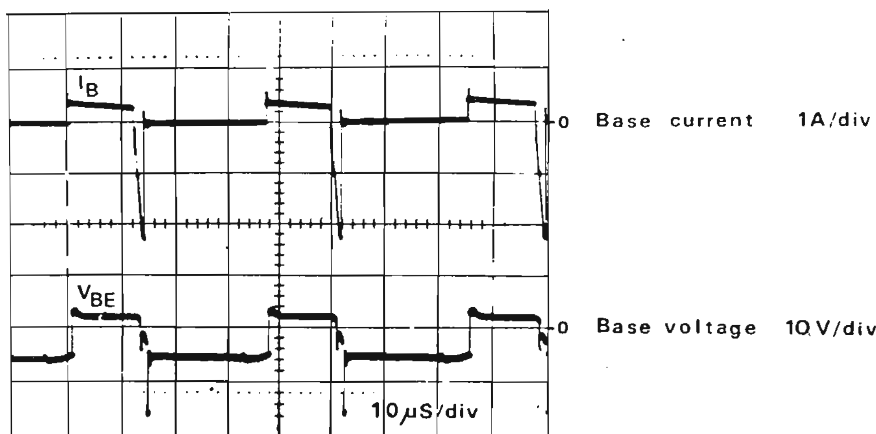


Fig. 6 - Andamento della tensione (V_{BE}) e della corrente di base (I_B) dei transistori finali.

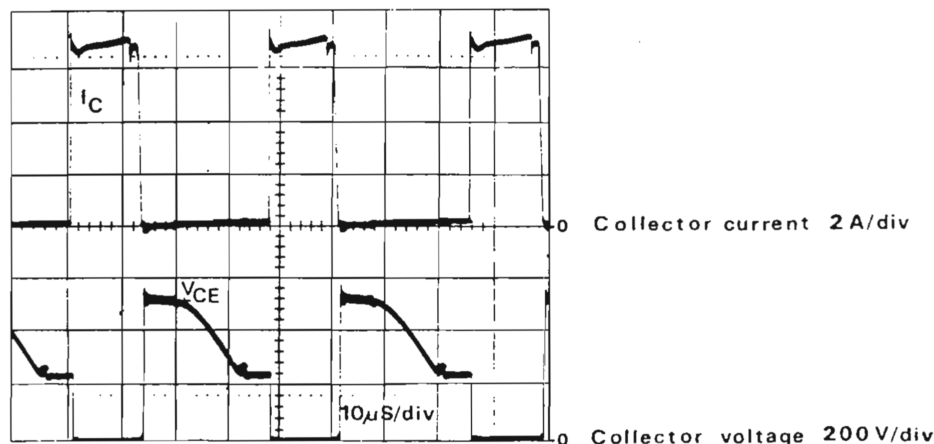


Fig. 7 - Andamento della corrente (I_B) e della tensione di collettore (V_{CE}) dei transistori finali

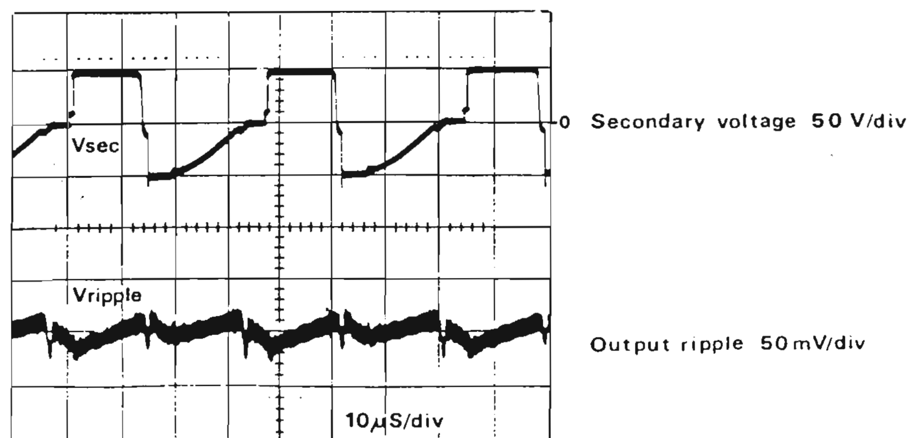


Fig. 8 - Andamento della tensione sul secondario e della alternanza residua all'uscita.

Le perdite del rame del secondario sono date da:

$P_{Cu2} = R_{cc} \times F_r \times \delta_{eff} \times I_o^2$

nella quale

$F_R = 1{,}22$ (fig. 5c),

per cui sarà

$P_{Cu2} = 1{,}3 \times 1{,}75 \times 10^{-8} \times 4 \times 180 \times 10^{-3} \times 1{,}22 \times 0{,}4 \times$
$\times 63^2/(27 \times 0{,}3 \times 10^{-6})$
$= 3{,}92$ W

Per il calcolo delle perdite nel nucleo si ricorse all'espressione

$P_c = 3{,}6 \times f \times V_e \times (B_{tnom}/B_{max})^{2,5}$

nella quale

$B_{tnom} = B_{max} \times \delta_{eff} \times V_{i\,min}/(\delta_{max} \times V_{eff})$

$$= \frac{0{,}32 \times 0{,}4 \times 450}{0{,}5 \times 500}$$

$= 0{,}23$

L'ammontare delle perdite sarà pertanto dato da:

$P_c \approx 3{,}6 \times 25 \times 10^3 \times 158 \times 10^{-6} \times (0{,}23/0{,}32)^{2,5}$
$\approx 6{,}23$ W

In definitiva quindi le perdite complessive nel trasformatore ammonteranno a:

$P_{tot} = 12{,}2$ W

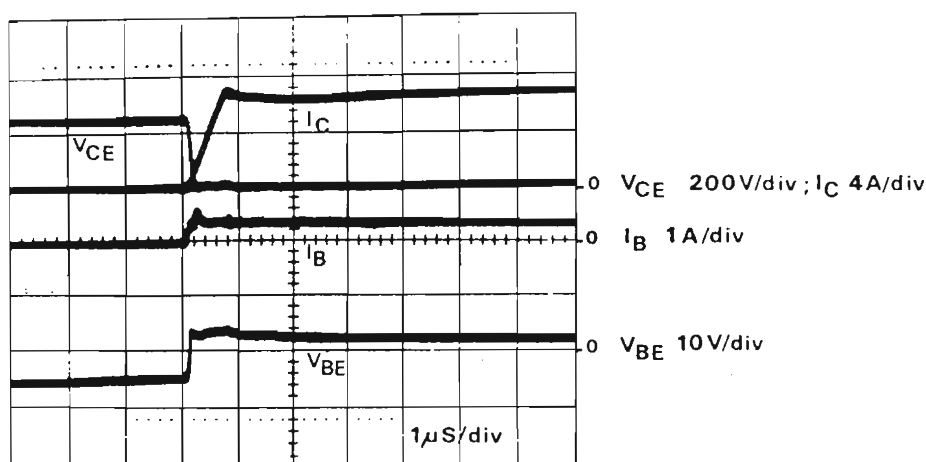


Fig. 9 - Andamento di V_{CE}, I_B e V_{BE} in fase di conduzione (turn-on) dei transistori di potenza.

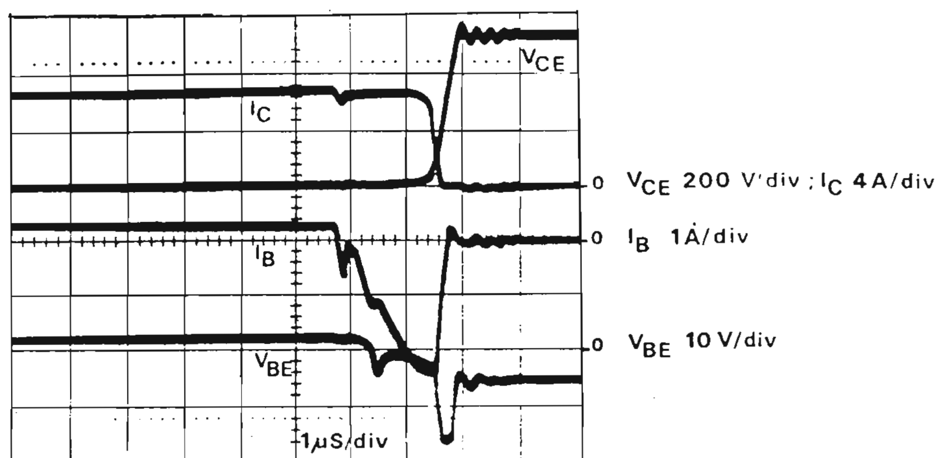


Fig. 10 - Andamento di V_{CE}, I_B e V_{BE} in fase di non-conduzione (turn-off) dei transistori di potenza.

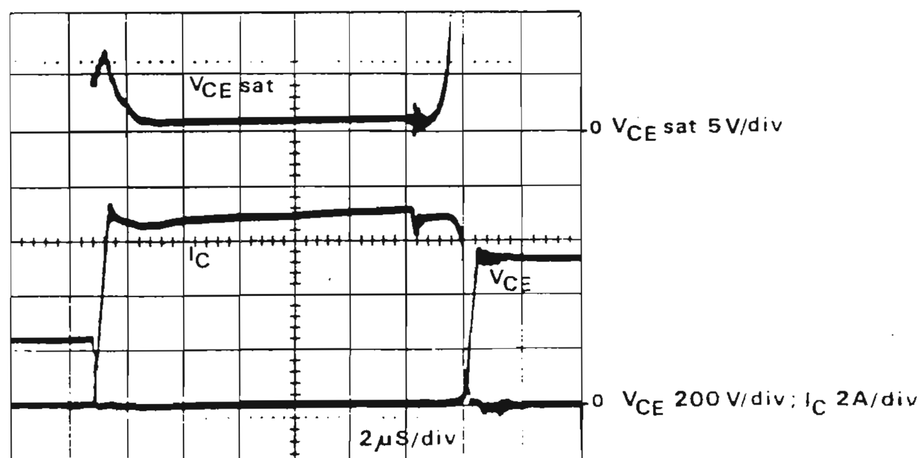


Fig. 11 - Andamento della tensione di saturazione $V_{CE\,sat}$.

7. - PROGETTO DEL "CHOKE"

L'induttanza del "choke" è data da:

$$L_o = \varepsilon_c\ (V_o + V_{perdite})\ (1 - 2\delta_{min})\ t/4I_o$$

nella quale

ε_c = vedi al paragrafo 6.2
$t = 40\ \mu s$
$\delta_{min} = V_{i\ min} \times \delta_{eff}/V_{max} = 450 \times 0{,}4/600 = 0{,}3$

Pertanto, il valore dell'induttanza sarà:

$L_o = 20 \times 34 \times 0{,}4 \times 40 \times 10^{-6}/(4 \times 63)$
$= 43{,}2\ \mu H$

in pratica si scelse il valore di 45 μH.

L'induttanza venne realizzata sullo stesso tipo di nucleo con il quale vennero realizzati i trasformatori, e cioè sul nucleo UI-93/80/30, 3C8.

Per impedire la saturazione del nucleo, il numero delle spire del choke dovrà essere:

$$N_L \geqslant L_o \times I_{o\ max} \times (1 + 1/\varepsilon_c)/(B \times A)$$

Per $I_{o\ max}$ si dovrà assumere il valore di corrente che si ha quando vengono posti in cortocircuito i morsetti d'uscita. Tale valore ammonta a 73 A (vedi sez. 6 in fig. 16).

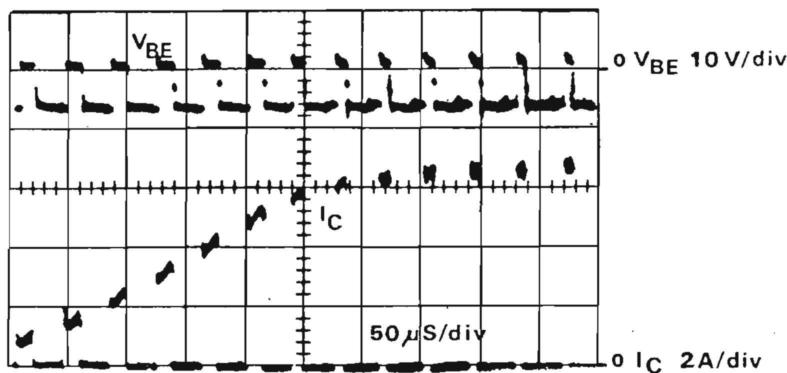


Fig. 12 - Andamento di V_{BE} e I_C durante il passaggio dalla condizione di assenza di carico alla condizione di cortocircuito.

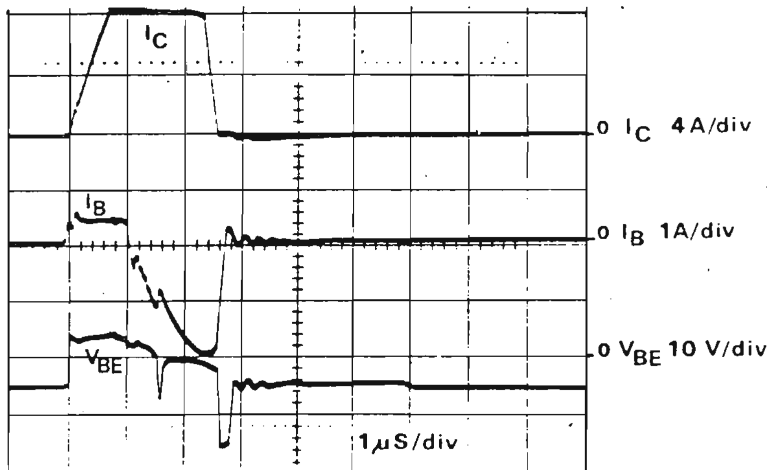


Fig. 13 - Andamento di I_C, I_B e V_{BE} dei transistori di pilotaggio durante la condizione di cortocircuito.

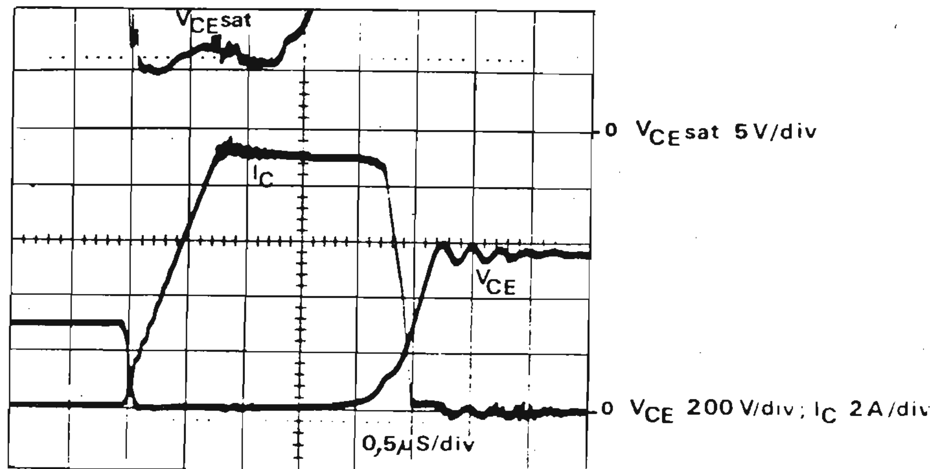


Fig. 14 - Andamento di V_{CE} e I_c in fase di commutazione in condizioni di cortocircuito.

Ciò premesso, il numero di spire del choke sarà:

$$N_L \geqslant 45 \times 10^{-6} \times 73\ (1 + 1/20)/(0{,}32 \times 780 \times 10^{-6})$$
$$\geqslant 13{,}8 \text{ arrotondato in } 14.$$

Per ottenere l'induttanza richiesta di 45 µH, occorrerà inserire tra le parti del nucleo uno spaziatore con spessore di 5 mm. L'avvolgimento del choke è costituito da una striscia di rame con sez. di 30 × 0,5 mm². In questo caso l'altezza assunta dall'avvolgimento non crea problemi. Le perdite del rame del choke sono:

$$P_{cu} = 1{,}3 \times 1{,}75 \times 10^{-8} \times 14 \times 180 \times 10^{-3} \times 63^2/$$
$$/(30 \times 0{,}5 \times 10^{-6})$$
$$= 15{,}2 \text{ W}$$

8. - COMPORTAMENTO DINAMICO

Forme d'onda generali

Tutte le forme d'onda riportate vennero ricavate con una V_i = 500 V e una I_o = 65 A e transistori con caratteristiche medie.

Le figure 6 e 7 riportano le forme d'onda delle tensioni rispettivamente di base e di collettore dei transistori finali. L'alternata residua sulla tensione d'uscita e la tensione sul secondario sono riportate nella fig 8. L'alternata è inferiore a 50 mV_{pp}. La tensione inversa ai capi dei diodi d'uscita è inferiore a 70 V.

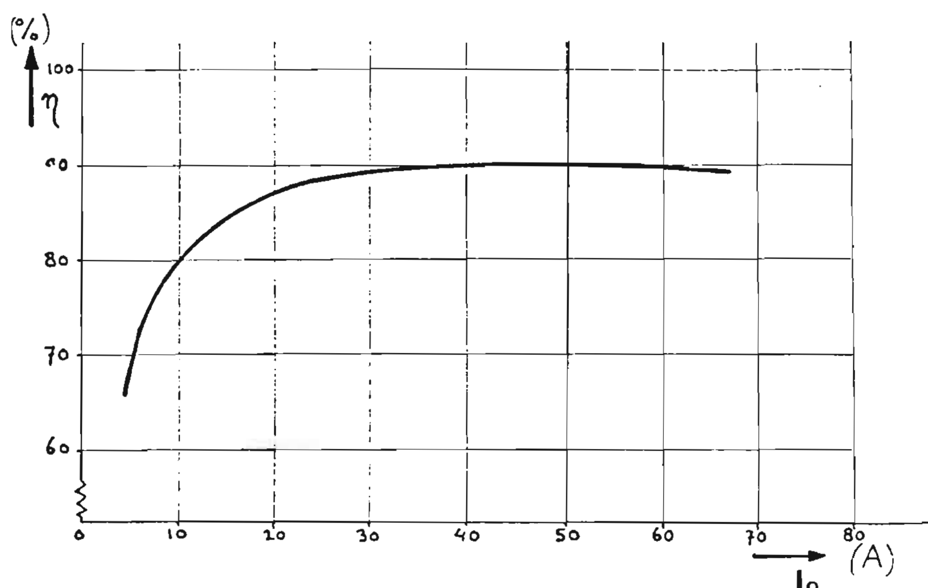


Fig. 15 - Rendimento η in funzione della corrente d'uscita I_o.

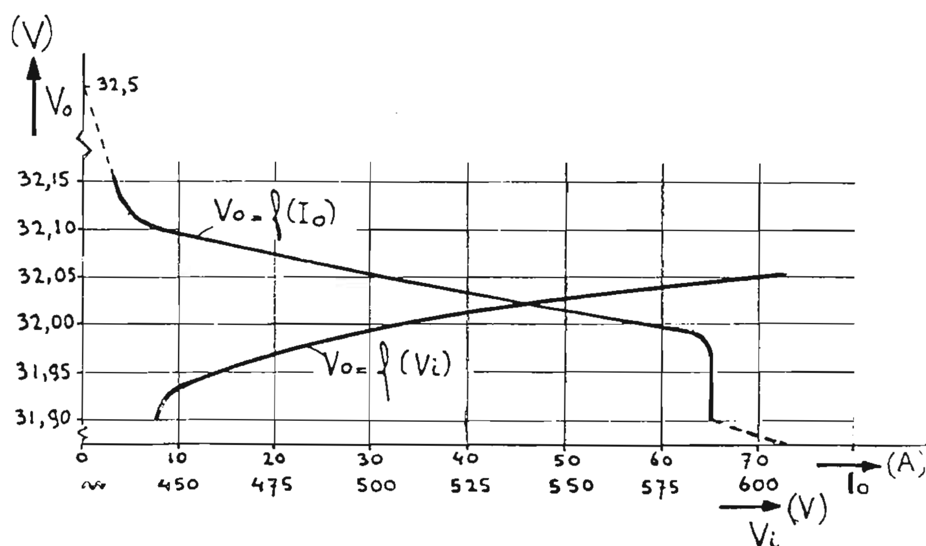


Fig. 16 - Tensione d'uscita V_o in funzione della tensione d'ingresso (V_i) e della corrente d'uscita (I_o).

Caratteristiche di commutazione dei transistori di uscita

Le figure 9 e 10 mostrano chiaramente quanto buona sia la caratteristica d'uscita dei transistori finali darlington. Se il pilotaggio è corretto, avremo invariabilmente perdite basse sia in saturazione che in fase di commutazione.

Funzionamento in condizione di cortocircuito

La figura 12 indica come aumenta la corrente di collettore quando l'uscita del convertitore passa dalla condizione di assenza di carico a quella di cortocircuito. La figura indica anche l'andamento della tensione V_{BE} di un darlington d'uscita. Si vede chiaramente che il segnale di pilotaggio mantiene la sua parte negativa anche durante la condizione di cortocircuito. Dalle figure 13 e 14 si può rilevare il perfetto comportamento mantenuto dai transistori finali in fase di commutazione anche durante la condizione di cortocircuito.

In figura 14, il livello della tensione di saturazione corrisponde alla tensione "$V_{CE\ sat}$ in fase di conduzione" di figura 11.

Prestazioni

Il rendimento di questo convertitore ammonta al 90% (fig. 15). Questo valore si mantiene inalterato per carichi medi-massimi. Per correnti superiori a 5 A, il suo valore scende al 65%.

La fig. 16 indica la regolazione della tensione di uscita. La tensione $V_o = f(V_i)$ presenta una variazione ΔV_o = 110 mV entro tutto il campo di variazione della tensione d'ingresso (± 0,2%).

La tensione $V_o = f(I_o)$ presenta un ΔV_o di 130 mV quando I_o passa da 5 A a 64 A (± 0,2%). In condizione di cortocircuito la corrente d'uscita può raggiungere il valore di 73 A.

Due alimentatori a commutazione di potenza
Tensione/corrente d'uscita: 24 V / 21 A
5,5 V / 200 A

Viene presentato il progetto completo di due alimentatori stabilizzati a commutazione con potenza d'uscita 24 V x 21 A (500 W) e 5,5 V x 200 A (1,1 kV). Il transistore - interruttore impiegato è il BUX 80. La regolazione della potenza d'uscita e i circuiti di protezione sono contenuti nel TDA 1060, un nuovo integrato espressamente realizzato per gli alimentatori a commutazione per impieghi professionali.

1. Introduzione

I transistori della famiglia BUX 80...87 (fig. 1) sono stati sviluppati per soddisfare le esigenze dei moderni alimentatori stabilizzati a commutazione (Switched-Mode-Power-Supply). Questa nuova serie possiede tensioni collettore-emettitore superiori a quelle dei loro predecessori (e cioè in BDY 93...97); anche i tempi di commutazione alle temperature elevate sono più brevi.

La nuova tecnologia della *passivazione in vetro* della superficie del cristallo unitamente alla struttura « a mesa » del medesimo, consentono a questi transistori di avere una notevole stabilità delle correnti di dispersione che, com'è noto, si originano quando il transistore lavora a temperature di giunzione elevate.

Nella tabella 1 riportiamo i dati più significativi di questa nuova famiglia.

2. Scelta del convertitore c/c più adatto

In fig. 2 è riportato un grafico molto significativo. Da esso si ricava che il convertitore c/c più impiegato è il tipo «flyback» (Sperrwandler). Ciò è dovuto al fatto che esso è il tipo di convertitore più semplice e più economico; impiega infatti un solo *componente induttivo*, e cioè un trasformatore che serve contemporaneamente da elemento separatore dalla rete, e da immagazzinatore di energia. Ciò richiede però uno stretto accoppiamento tra primario e secondario, il che ha come vantaggio una bassa induttanza dispersa.

Il grafico di fig. 2 dimostra che il convertitore tipo « flyback » è molto adatto per basse potenze (< 10 W)

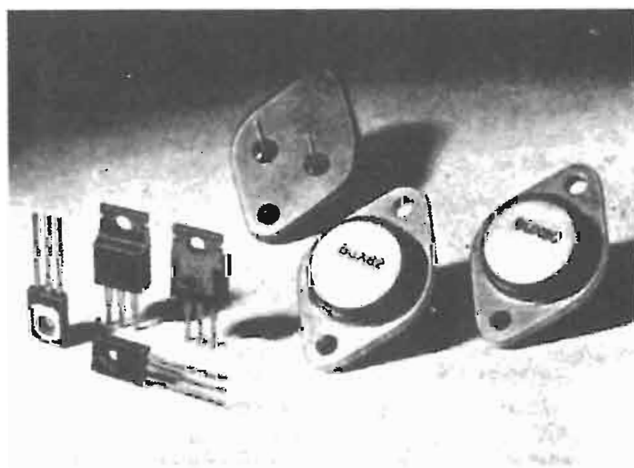


Fig. 1 - Transistori della serie BUX 80/87 per alimentatori stabilizzati a commutazione.

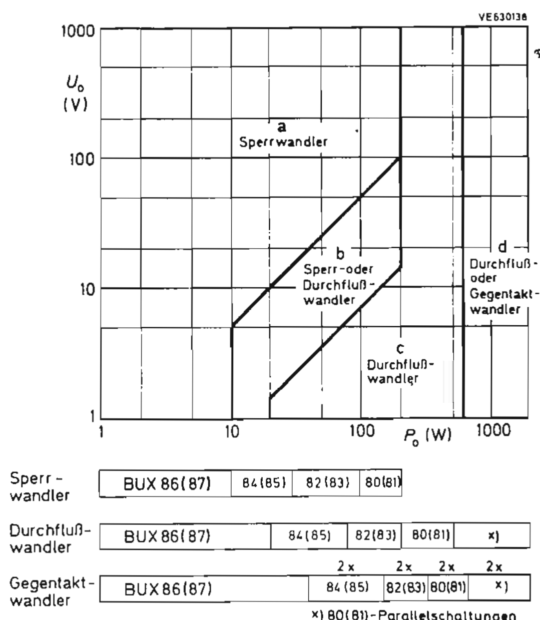


Fig. 2 - Grafico per la scelta del tipo di convertitore c/c più adatto in base alla tensione e alla potenza d'uscita desiderate. In basso sono riportati i transistori da impiegare nei tipi di convertitori scelti: Sperrwandler = convertitore flyback; Durchflusswandler = convertitore forward; Gegentaktwandler = convertitore in controfase.

basse e alte tensioni d'uscita (zona *a*). Per la gamma delle potenze e delle tensioni circoscritte nella zona *b* si può impiegare sia il « flyback » che il « forward » (Durchflusswandler). Per potenze e tensioni circoscritte dalla zona *c* è il tipo « forward » che si raccomanda di impiegare mentre per potenze e tensioni elevate (collegamento di più BUX 80/81 in parallelo) è tassativo l'impiego dei tipi « forward » o « push-pull » (Gegentakt-wandler).

In basso, nella stessa figura, sono stati indicati i tipi di transistori impiegabili a seconda della potenza richiesta e del tipo di convertitore impiegato.

3. Principio di funzionamento dei convertitori flyback e forward

Scopo di un alimentatore stabilizzato è quello di trasformare la tensione alternata di rete applicata al suo ingresso in una tensione *continua stabilizzata* alla sua uscita. Per raggiungere questo scopo, la tensione di rete viene prima raddrizzata e poi applicata ad un convertitore cc/cc a ciclo di conduzione variabile (δ = duty cycle).

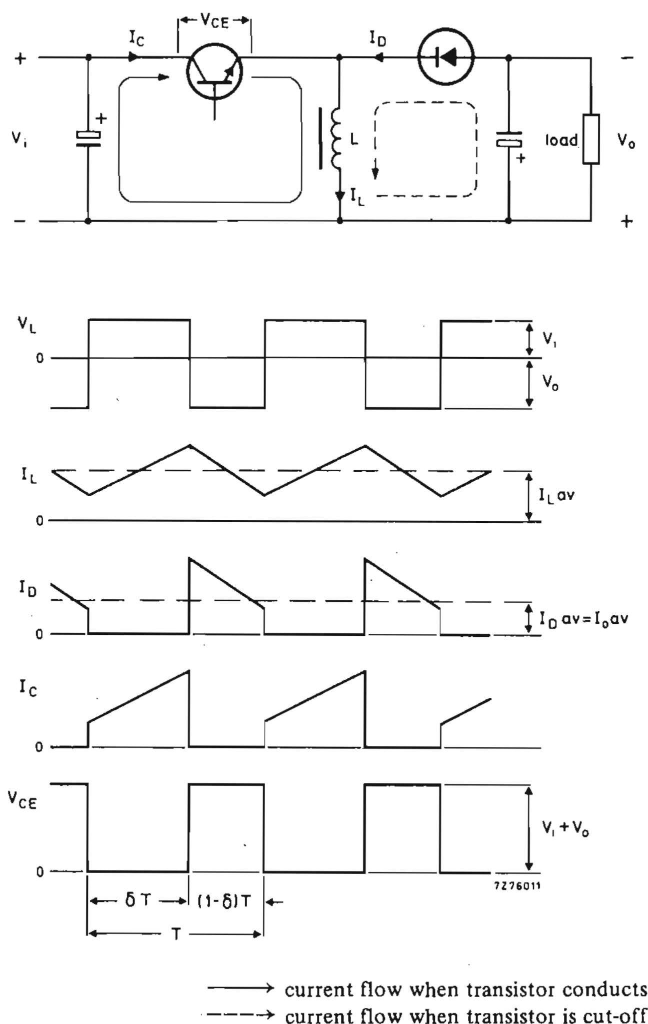
I tipi di convertitori impiegati più comunemente sono:

— il tipo flyback;

— il tipo forward.

Nel primo tipo (fig. 3), l'energia viene applicata ad una induttanza (choke) durante il tempo in cui il transistore-interruttore conduce (on-period), e *successivamente applicata al carico* durante il tempo in cui il transistore-interruttore è bloccato (off-period). Questo tipo di convertitore è chiamato anche convertitore a commutazione tipo *parallelo*.

Nel secondo tipo di convertitore (forward), l'energia viene immagazzinata in una induttanza (choke) e



$$V_O = \frac{\delta V_i}{1-\delta}.$$

$$L_{min} = \left(\frac{V_{i\,max} V_O}{V_{i\,max} + V_O}\right)^2 \times \frac{T}{2 P_{O\,min}} \quad *$$

$$I_{C\,peak} = P_{O\,max}\left(\frac{V_{i\,min} + V_O}{V_{i\,min} V_O}\right) + \frac{T}{2L}\left(\frac{V_{i\,min} V_O}{V_{i\,min} + V_O}\right)$$

$$V_{CE\,max} = V_{i\,max} + V_O.$$

* For uninterrupted choke current.

Fig. 3 - Circuito di principio di un convertitore cc/cc « flyback » e relative forme d'onda e formule; per la versione con isolamento dalla rete, V_o dell'equazione dovrà essere sostituito con nV_o indicando n il rapporto spire del trasformatore.

Note: nel circuito di principio, la freccia a tratto continuo *indica il percorso della corrente quando il transistore-interruttore conduce; la freccia a tratti discontinui indica invece il percorso della corrente quando il transistore-interruttore è bloccato. Il valore dell'induttanza L_{min}, nella relativa formula, vale nel caso di circolazione ininterrotta della corrente nel choke.*

applicata nello stesso tempo al carico durante il tempo in cui il transistore-interruttore conduce (on-period). Questo tipo di convertitore è noto anche come convertitore tipo *serie*.

Lo schema di principio di un convertitore *flyback* (Sperrwandler) è riportato in fig. 3. Quando il transistore-interruttore conduce (on), il diodo risulta polarizzato in senso inverso, e tutta l'energia viene immagazzinata nell'induttanza (choke L). Quando il transistore cessa di condurre (off), la tensione ai capi dell'induttanza L cambia polarità, il diodo comincia a condurre, e l'energia immagazzinata nel choke L viene trasformata in una corrispondente carica elettrostatica che viene immagazzinata nel condensatore d'uscita.

E' evidente che variando il *tempo di conduzione* del transistore-interruttore è possibile variare corrispondentemente l'energia immagazzinata nell'induttanza, e di conseguenza, la tensione d'uscita. *Questo è infatti il principio di funzionamento dell'alimentatore stabilizzato a commutazione.*

In un convertitore tipo flyback, *tutta* l'energia trasferita nel condensatore d'uscita si trova inizialmente immagazzinata nel choke. Per questo motivo è possibile aggiungere al choke un avvolgimento *secondario* raggiungendo in questa maniera lo scopo di separare galvanicamente l'ingresso e l'uscita dell'alimentatore (separazione dalla rete).

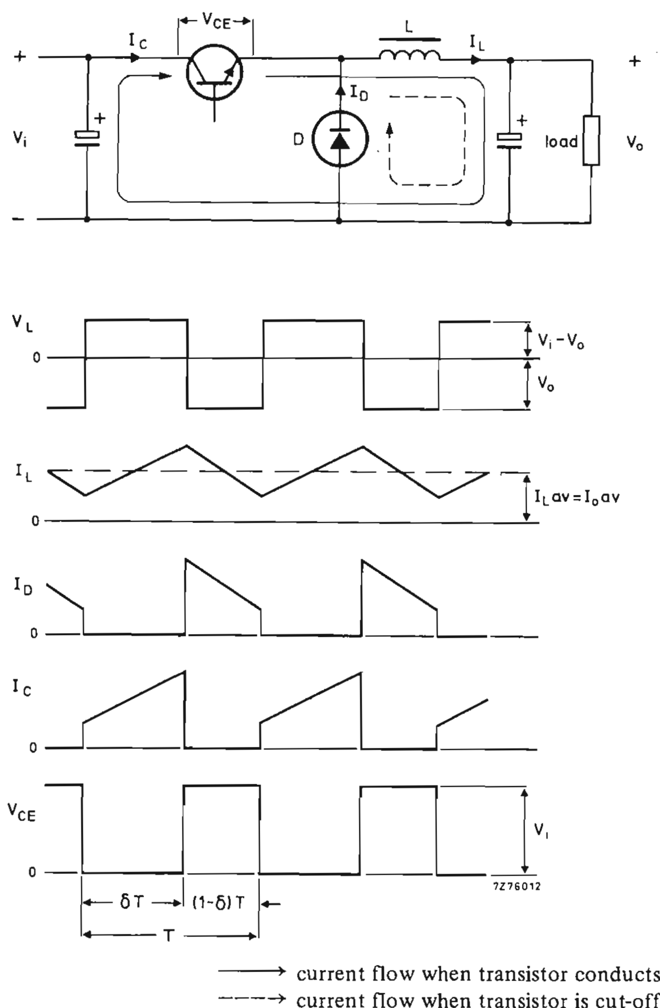
L'aggiunta del secondario può però dare origine a fenomeni di « ringing » della tensione emettitore-collettore del transistore-interruttore; ciò può però essere evitato realizzando un accoppiamento molto stretto tra primario e secondario del choke; in questa maniera si riduce infatti l'induttanza dispersa, origine del suddetto fenomeno.

Per ridurre l'impedenza interna del convertitore, occorre che l'induttanza del choke sia sufficientemente elevata in maniera da essere sicuri che il diodo non possa mai essere polarizzato in senso inverso prima che il transistore-interruttore inizi a condurre.

Un inconveniente di questo tipo di convertitore è che il condensatore d'uscita viene caricato *solo* durante il tempo in cui il transistore-interruttore *non* conduce. La corrente alternata di carica del condensatore (e di conseguenza, l'ondulazione residua) risulterà molto più grande che in un convertitore tipo « forward ».

Uno schema di principio di quest'ultimo è riportato in fig. 4. In questo caso, quando il transistore-interruttore conduce (fase-on), il diodo risulta polarizzato in senso inverso, il condensatore d'uscita si carica e l'energia viene immagazzinata nel choke. Quando il transistore-interruttore cessa di condurre (fase-off), la tensione ai capi del choke inverte la sua polarità, il diodo conduce e l'energia previamente immagazzinata nel choke viene trasformata in una corrispondente carica elettrostatica immagazzinata nel condensatore d'uscita. Anche in questo caso, variando il *tempo di conduzione* del transistore-interruttore, si varierà, in ultima analisi, l'energia immagazzinata nel condensatore d'uscita. E' il solito principio su cui si basa l'alimentatore stabilizzato a commutazione.

Abbiamo visto che il diodo consente di continuare a trasferire energia nel condensatore d'uscita anche quando il transistore-interruttore non conduce per questa sua funzione viene chiamato « diodo volano ». Siccome quando il diodo volano conduce la tensione ai



$$V_O = \delta V_i.$$

$$L_{min} = \frac{V_O^2 T}{2P_{O\,min}} \left(1 - \frac{V_O}{V_{i\,max}}\right)^{\dagger}$$

$$I_{C\,peak} = \frac{V_O T}{2L} \left(1 - \frac{V_O}{V_{i\,max}}\right) + \frac{P_{O\,max}}{V_O}.$$

$$V_{CE\,max} = V_{i\,max}.$$

† For uninterrupted choke current.

Fig. 4 - Circuito di principio di un convertitore cc/cc tipo « forward » e relative forme d'onda e formule. Valgono le note riportate nella didascalia della fig. 3.

capi del choke è uguale alla tensione stabilizzata d'uscita, sarà sempre possibile ottenere valori di tensione stabilizzata *più bassi* semplicemente accoppiando al choke un secondario munito di diodo raddrizzatore (1).

Quando si fa ciò, bisogna tener presente che qualsiasi carico applicato a questo « secondario » tenderà a ridurre l'energia trasferita al condensatore d'uscita.

Anche in questo caso, per ridurre l'impedenza interna del convertitore occorrerà che il diodo volano

1) Normalmente, se il choke ha più di un avvolgimento, esso viene rappresentato negli schemi elettrici con il simbolo grafico del trasformatore, nonostante la sua vera funzione sia quella a cui abbiamo accennato in precedenza.

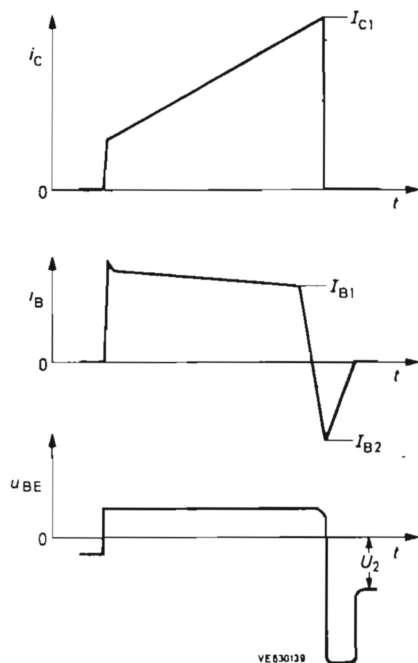


Fig. 5 - Andamento delle correnti e delle tensioni nel transistore-interruttore di un alimentatore stabilizzato a commutazione.

non venga polarizzato in senso inverso prima che il transistore-interruttore inizi a condurre.

L'isolamento dalla rete di questo tipo di convertitore si può ottenere solo mediante aggiunta di un trasformatore di potenza e di un diodo di potenza.

4. Come impiegare correttamente i transistori della serie BUX 80

In fig. 5 si può vedere l'andamento tipico che devono avere le correnti di base e di collettore, e la tensione emettitore-collettore nel transistore-interruttore di un alimentatore stabilizzato a commutazione.

La corrente di base capace di fornire il valore di picco richiesto per la corrente di collettore (I_{C1}) si trova indicata per i transistori serie BUX 80 nella fig. 6. Questi grafici sono stati ricavati da una serie di misure effettuate su questi transistori. L_B è una induttanza sistemata nel circuito di base (vedi fig. 7): suo compito è quello di *allungare* il tempo di decrescita della corrente di base, con il risultato di facilitare il bloccaggio del transistore-interruttore.

Sempre in questi grafici, si deve tener presente che V_2 (tensione base-emettitore) non dovrà mai essere inferiore a 4 V *in fase di bloccaggio* del transistore-interruttore mentre *in fase di conduzione* del medesimo, non dovrà superare i 7 V.

In fig. 7 abbiamo riportato alcune soluzioni circuitali relative al circuito di base del transistore-interruttore, capaci di dare l'andamento delle curve e delle correnti riportate in fig. 6. Nel caso del circuito in fig. 7 b, la tensione di bloccaggio nel circuito di base è data da:

$$V_2 = \frac{V_B}{V} + V_3,$$

nella quale $V_3 = I_{B1}\,R3$ è la tensione che si forma ai capi del condensatore C3 alla fine della fase di conduzione del transistore - interruttore.

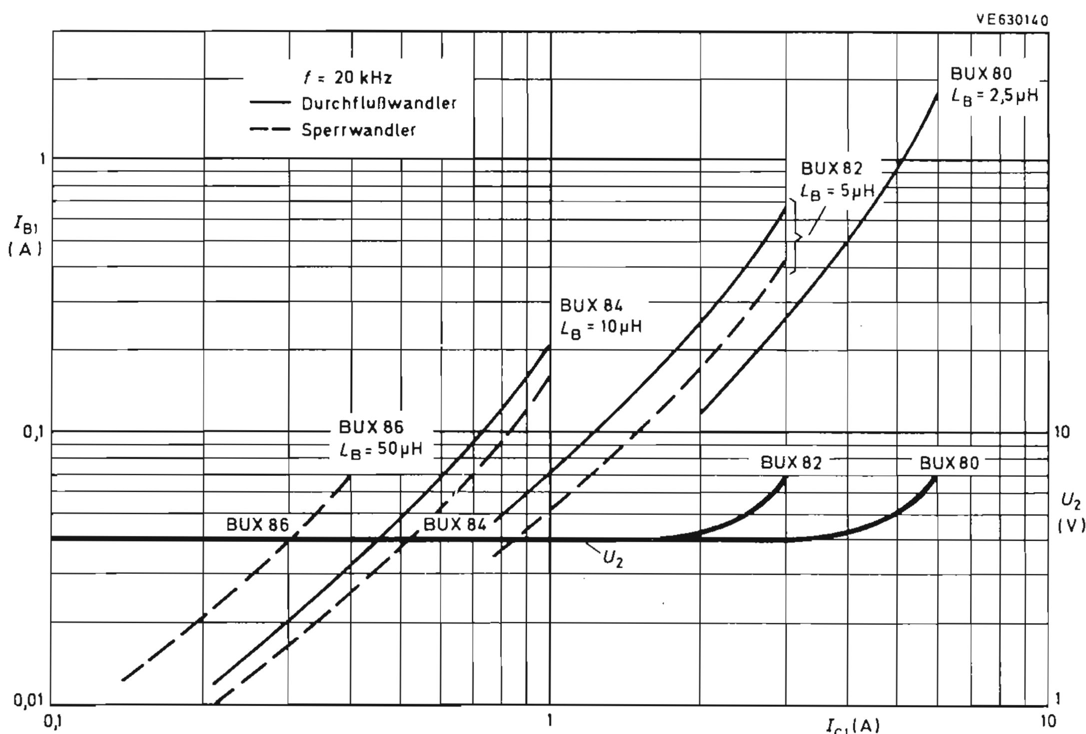


Fig. 6 - Grafici per la scelta della corrente di base e della tensione base-emettitore più adatta, in funzione della corrente di collettore del transistore-interruttore (I_{C1}) e del tipo di transistore impiegato. Si consiglia di realizzare l'induttanza L_B con i valori specificati.

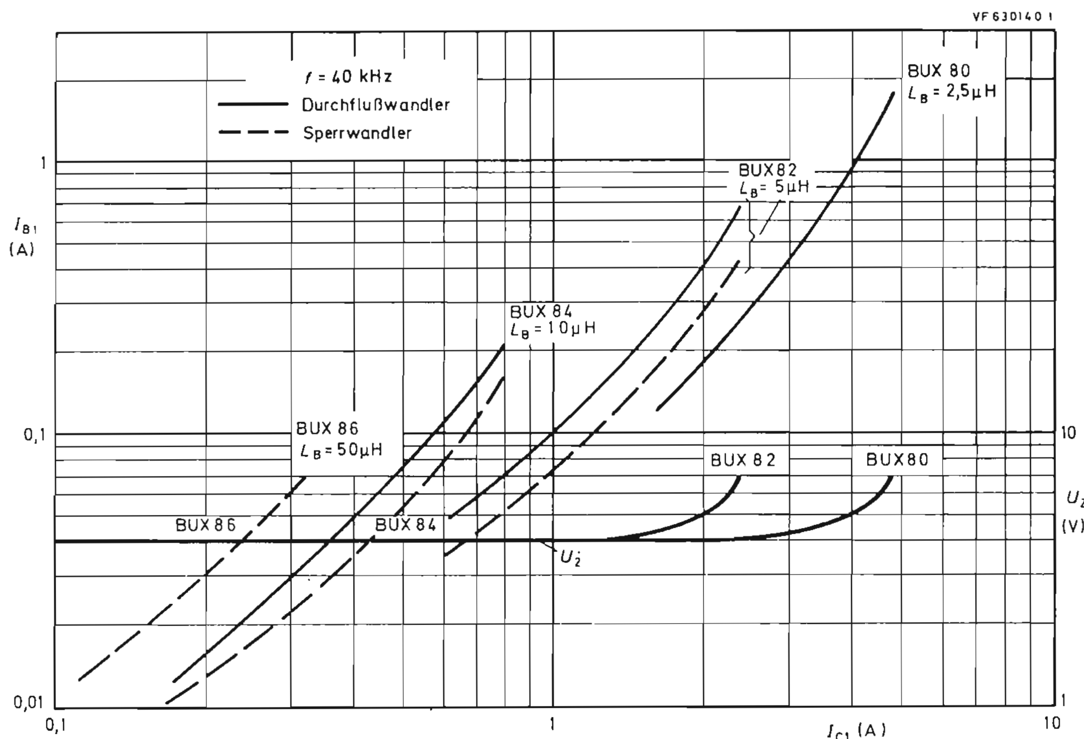


Fig. 6 (continuazione) Grafici per la scelta della corrente di base e della tensione base-emettitore più adatta in funzione della corrente di collettore del transistore-interrutore (I_{C1}) e del tipo di transistore impiegato. Si consiglia di realizzare l'induttanza L_B con i valori specificati.

5. Circuiti di controllo e di protezione di un alimentatore a commutazione: TDA 1060

E' noto che questi circuiti rappresentano « il cuore » di un alimentatore a commutazione. Attualmente si trovano tutti in forma integrata nel chip del *TDA 1060*, per cui il lavoro del progettista risulta enormemente semplificato.

Il TDA 1060 è un DIL a 16 terminali in contenitore plastico o ceramico. In fig. 8 è riportato uno schema a blocchi.

Le funzioni principali contenute in questo integrato sono le seguenti:

— una tensione di riferimento compensata nei confronti delle variazioni della temperatura;

— un amplificatore della tensione d'errore con ingresso sul terminale 3. L'uscita è collegata al terminale 4 per cui il guadagno è regolabile agendo su resistori esterni;

— un generatore di un dente di sega con ingresso sincronizzazione compatibile TL.;

— un modulatore dell'ampiezza dell'impulso di pilotaggio del transistore-interruttore (PWM) con ciclo di utilizzazione (δ) compreso tra 0 e 95%. Questo modulatore possiede due impulsi aggiuntivi. Il termine 6 può essere usato per una regolazione più accurata del δ_{max}. Il terminale 5 consente un accesso diretto al modulatore;

— una « porta » sistemata all'uscita del modulatore che provvede a limitare dinamicamente la corrente;

— un *latch* che « settato » dall'impulso di ritorno del dente di sega e « resettato » dall'impulso di uscita dalla porta suddetta, impedisce la formazione di un impulso doppio;

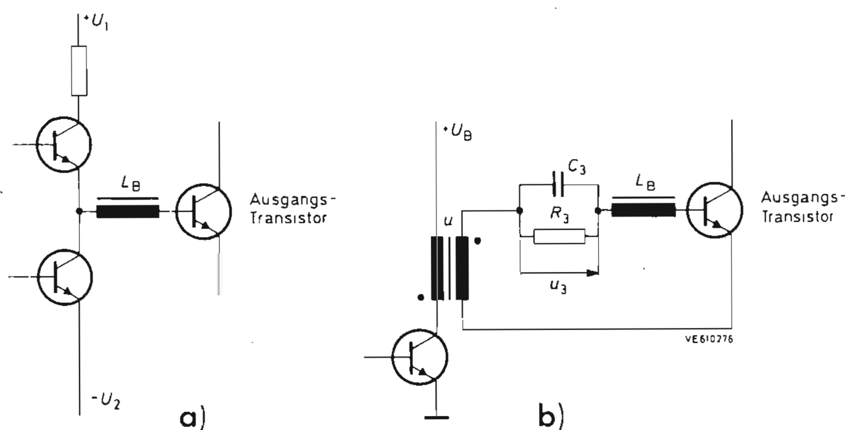


Fig. 7 - Configurazioni di principio per il circuito di base del transistore-interruttore.

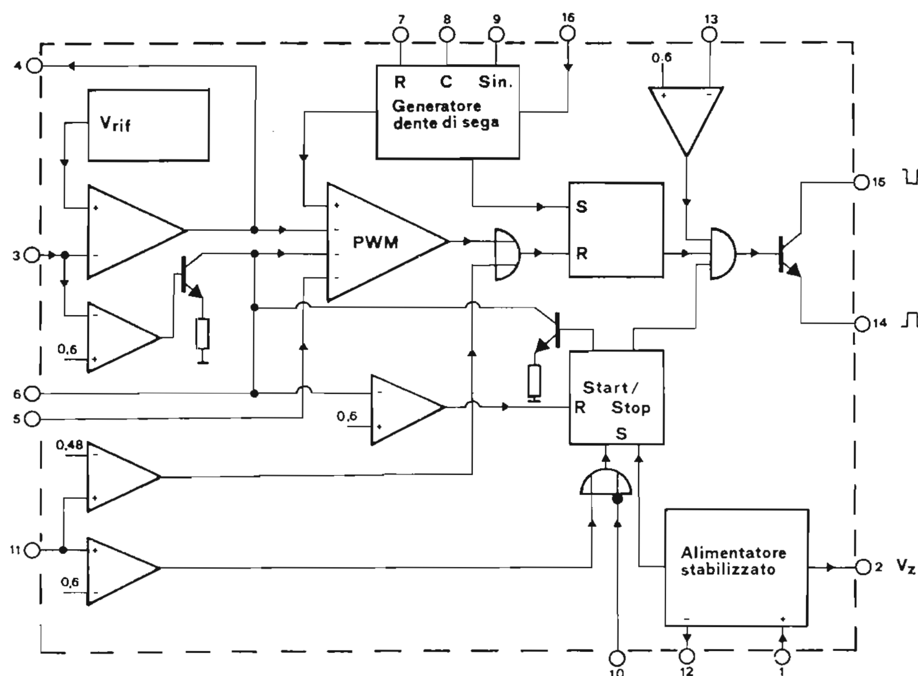


Fig. 8 - Funzioni contenute nel TDA 1060.

— un secondo *latch* che funziona da circuito start-stop: provvede infatti ad un « bloccaggio rapido » e ad una « partenza dolce »;

— un circuito di protezione per le sovracorrenti che opera tramite il circuito start-stop;

— un ingresso per comando on/off a distanza (terminale 10), anch'esso operante tramite il circuito start-stop;

— un ingresso di inibizione (terminale 13) che permette di eliminare immediatamente l'impulso di uscita;

— una porta d'uscita comandata dai due *latch* e dal circuito inibitore;

— un transistore finale il cui collettore (terminale 15) ed emettitore terminale (14) sono accessibili dal-esterno onde poter disporre di impulsi di polarità opposta;

— un alimentatore comandato per tensione e per corrente (terminali 1 e 12). La tensione stabilizzata d'uscita prodotta internamente V_Z è collegata al terminale 2;

— una funzione speciale chiamata « feed-forward » (terminale 16). L'ampiezza del dente di sega viene modulata in maniera che il ciclo di utilizzazione (δ) diventa inversamente proporzionale alla tensione presente su questo piedino:

$$\delta \sim \frac{C}{V_{16}}$$

— circuiti di protezione dell'anello di controreazione i quali riducono praticamente a zero il ciclo di utilizzazione nel caso in cui l'anello risulti aperto o in corto.

6. Alimentatore a commutazione con potenza di uscita di 500 W

L'alimentatore stabilizzato a commutazione riportato in figura 9 è stato progettato per lavorare con una tensione di rete di 220 V + 15% — 10%. Pertanto, la tensione continua raddrizzata di ingresso V_i applicata al convertitore (che è del tipo « forward »), andrà da 220 V fino a 340 Vc.c. La frequenza di commutazione del transistore-interruttore è 30 kHz.

Le funzioni di regolazione e di protezione necessarie al corretto funzionamento di questo alimentatore sono espletate dal nuovo circuito integrato *TDA* 1060.

Il resistore da 4,7 Ω/10 W serve a impedire picchi eccessivi di corrente assorbiti, al momento della messa in funzione dell'alimentatore, dal condensatore di livellamento di ingresso (1500 μF). Il resistore di protezione, una volta superato questo momento critico, viene cortocircuitato automaticamente dal tiristore *BTW 38*, e di conseguenza, vengono eliminate le perdite che diversamente verrebbero introdotte dalla sua presenza.

6.1 Il transistore-interruttore

Il transistore-interruttore *BUX 80* lavorerà correttamente se la sua corrente di pilotaggio di base avrà l'andamento riportato in fig. 9, e se si provvederà a collegare sul suo collettore una rete di protezione, costituita nel nostro caso, dal diodo BYW 19, dal condensatore da 10 nF e dal resistore da 330 Ω; questi componenti, come è noto, tendono a *rallentare* il tempo di salita della tensione che si forma tra collettore ed emettitore.

La corrente di base del transistore BUX 80 è prodotta da una tensione di alimentazione di + 5 V; il bloccaggio di detta corrente è invece prodotto da una tensione di alimentazione di — 10 V; la base del BUX 80 è collegata a queste tensioni tramite una induttanza di 2 μH, (fig. 9). (Questi due valori di tensione di alimentazione vengono forniti da un circuito riportato nello schema dell'alimentatore a commutazione da 1100 W che descriveremo più avanti).

Fig. 9 - Schema elettrico dell'alimentatore a commutazione con potenza di uscita di 500 W. Il convertitore cc/cc è il tipo «forward».

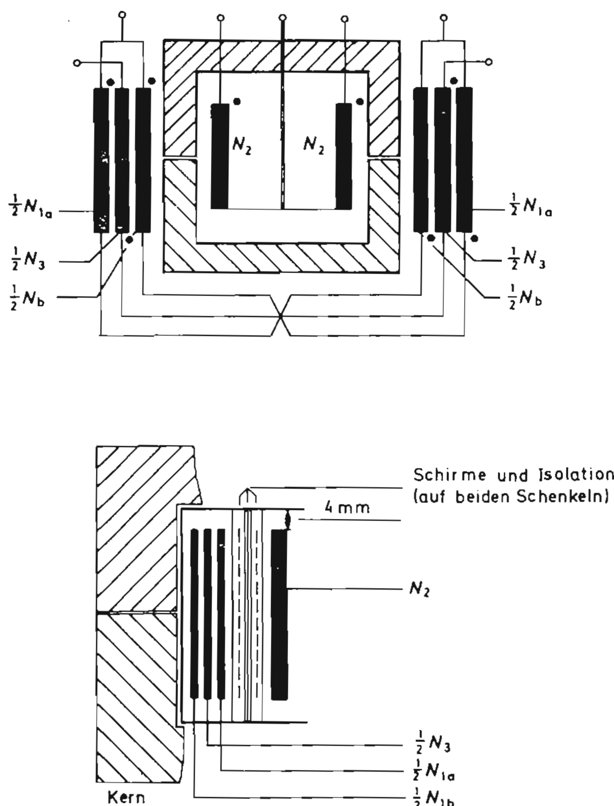


Fig. 10 - Disposizione degli avvolgimenti nel trasformatore di uscita Tr1 valevole per i convertitori cc/cc impiegati negli alimentatori stabilizzati a commutazione con potenza di uscita di 500 W (fig. 9) e 1100 W (fig. 11).

La corrente di pilotaggio di base del transistore BUX 80 viene fornita dal trasformatore Tr3; nella fase di conduzione, essa risulterà proporzionale alla corrente di collettore del BD 433.

I tre diodi BYX 55 servono a proteggere il circuito di pilotaggio del transistore-interruttore nel caso quest'ultimo dovesse, per qualsiasi motivo, interrompersi o in qualche modo guastarsi.

Se vengono attuate le precauzioni a cui abbiamo accennato in precedenza, le perdite per dissipazione del transistore-interruttore BUX 80 ammonteranno a soli 6 W (≦ 12 W).

6.2 Limitazione della corrente

Il trasformatore Tr2 unitamente al circuito raddrizzatore e all'amplificatore differenziale ad esso collegato, consentono di avere un segnale proporzionale alla corrente di collettore del transistore-interruttore; questo segnale viene applicato al modulatore contenuto nel TDA 1060, con il risultato di poter regolare ed eventualmente limitare la corrente di uscita dell'alimentatore; questo circuito limitatore consente pertanto di ottenere una corrente di uscita costante.

6.3 Trasformatori e choke di uscita

Gli avvolgimenti primario, secondario e di smagnetizzazione del trasformatore Tr1 vengono avvolti in entrambe le « gambe » del nucleo a U; ciò allo scopo di ottenere un accoppiamento più stretto possibile, specialmente tra gli avvolgimenti primario e di magnetizzazione (e cioè N1 e N3), e nello stesso tempo, consentire una uniforme ripartizione delle correnti negli avvolgimenti aggiuntivi. Realizzando il trasformatore Tr1 in questa maniera, le perdite da esso introdotte potranno al massimo raggiungere i 12 W. In fig. 10 abbiamo riportato la disposizione degli avvolgimenti sulle due « gambe » dei nuclei ad U.

6.4 Dati relativi alla costruzione del trasformatore di uscita Tr1:

2 × U 64/39/24-3C8 (senza traferro);

½ N_{1a} = ½ N_{1b}	28 spire, filo di rame smaltato da 0,8 mm
N_2	17 spire (su ciascuna « gamba » del nucleo), piattina di rame con dimensioni di 40 × 0,05 mm²
½ N_3	28 spire, filo di rame smaltato da 0,8 mm.

6.5 Dati relativi alla costruzione del choke L1

Per questo choke si è scelto un valore di induttanza di 330 µH; come si vede, questo valore è relativamente elevato ma è stato scelto di proposito allo scopo di ottenere ottime condizioni di regolazione per tutti i valori di corrente fornibili dall'alimentazione. I dati relativi alla costruzione del choke sono i seguenti:
Nucleo in lamierino a nastro 2 × SG 54/13 « C », DIN 41 309, Bl. 1 (Traferro complessivo 0,75 mm);
32 spire di piattina di rame di dimensioni 35 × 0,2 mm².

6.6 Dati relativi alla costruzione dei trasformatori Tr2 (trasformatore per circuito limitatore di corrente), Tr3 (trasformatore di pilotaggio del BUX 80), Tr4 (trasformatore di uscita del TDA 1060)

Trasformatore per circuito limitatore di corrente
2 × U 15/11/6 (senza traferro);
N_1 4 spire, filo di rame smaltato da 1 mm;
N_2 60 spire, filo di rame smaltato da 0,2 mm.

Trasformatore di pilotaggio del BUX 80 (Tr3):
2 × U 20/16/7 (senza traferro);
N_1 5 spire, filo di rame smaltato da 1 mm;
N_2 16 spire, filo di rame smaltato da 0,6 mm.

Trasformatore di accoppiamento al TDA 1060 (Tr4):
2 × U 20/16/7 (senza traferro);
N_1 300 spire, filo di rame smaltato da 0,1 mm;
N_2 60 spire, filo di rame smaltato da 0,2 mm.

6.7 Prestazioni dell'alimentatore stabilizzato da 500 W

Uscita ($P_{o\,max}$ = 500 W)	24 V, 21 A
Rendimento a pieno carico e con valore nominale della tensione di rete	$\eta = 82\%$
Variazione della tensione di uscita al variare di ± 20% della tensione di rete	$\frac{\Delta V_o}{V_o} \leqq 1\%$

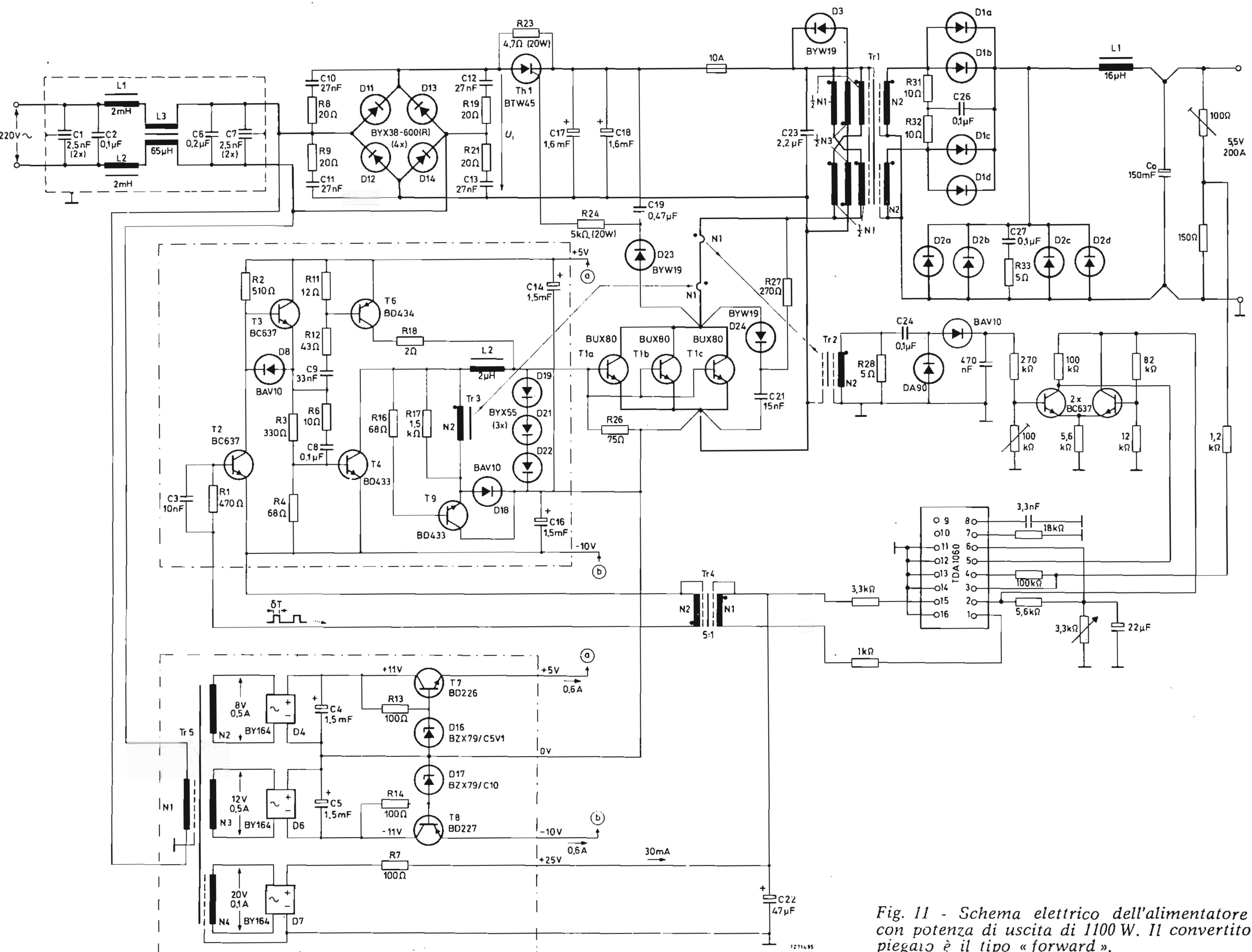


Fig. 11 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato con potenza di uscita di 1100 W. Il convertitore cc/cc impiegato è il tipo « forward ».

Variazione della tensione di uscita per una variazione della potenza dal valore massimo $P_{o\,max}$ al valore minimo (0,1 $P_{o\,max}$)	$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	$\leqq$ 0,25%
Tensioni alternate sovrapposte alla tensione di uscita		
— tensione di ronzìo alla frequenza di 100 Hz fino all'entrata in funzione del sistema di regolazione con $V_i \geqq$ 175 V	$\Delta V_{o\,ronzio\,pp}$	= 20 mV
— ondulazione residua a 30 kHz	$\Delta V_{o\,ondulazione\,pp}$	= 20 mV

7. Alimentatore stabilizzato a commutazione con potenza di uscita di 1,1 kW nel quale il transistore-interruttore è formato da 3 × BUX 80 montati in parallelo

7.1 Criteri di progetto

Il tipo di convertitore impiegato in questo alimentatore stabilizzato è ancora il tipo « forward » di cui in precedenza abbiamo illustrato il principio di funzionamento. Per ottenere la potenza richiesta il transistore-interruttore è costituito, in questo caso, da *tre transistori BUX 80 collegati in parallelo* (vedi figura 11). Ciò non implica l'adozione di misure di simmetrizzazione quali, per esempio, potrebbero essere eventuali resistori in serie, a condizione però che i tre transistori vengano montati l'uno accanto all'altro e si trovino quindi in identiche condizioni termiche.

Nel primario del trasformatore Tr1 si hanno correnti di picco con valore fino a 16 A; questo valore di corrente è fornito ovviamente dai 3 transistori BUX 80 collegati in parallelo; questo elevato valore del picco di corrente circolante nel primario di Tr1 viene a dipendere dalla potenza di uscita, dalle eventuali perdite che si verificano nei diodi raddrizzatori di uscita in corrispondenza di correnti di carico aggirantesi sui 200 A, e infine dalla considerevole energia che viene ad immagazzinarsi nell'induttanza dei collegamenti dei raddrizzatori stessi. Buona quota di quest'ultima forma di energia viene però riportata nel condensatore di ingresso grazie alla presenza dell'avvolgimento di smagnetizzazione N3.

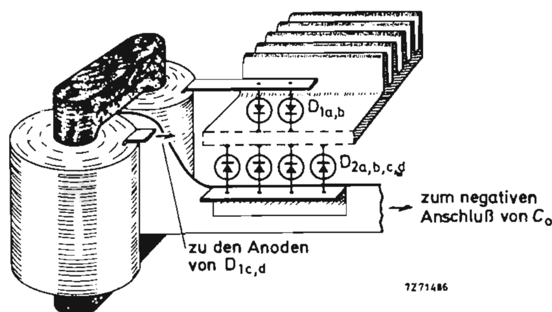


Fig. 12 - Esempio di montaggio dei diodi raddrizzatori di uscita (fig. 11). Tutti gli 8 diodi Schottky vengono montati sullo stesso dissipatore di calore. I collegamenti a questi diodi devono essere più corti possibile per mantenere le relative induttanze a valori molto bassi.

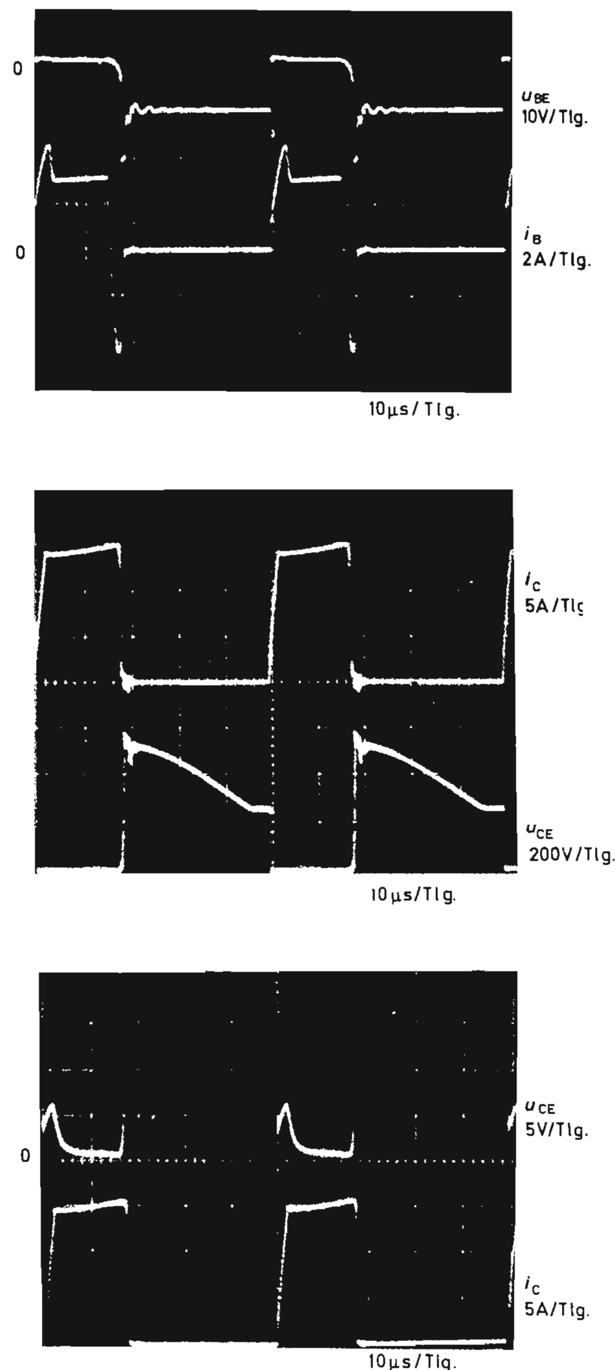


Fig. 13 - Andamento delle correnti e delle tensioni nei transistori BUX80 (fig. 11) nel caso di una tensione di alimentazione di 220 V e una potenza di uscita di 1 kW.

La rete formata da D24, C21 e R27 tende a rallentare come nel caso del precedente alimentatore, la tensione di salita che si forma tra emettitore e collettore dei transistori BUX 80. Dal canto suo, la rete formata da D23, C19 e R24, da una parte tende a limitare la tensione che si forma tra i collettori e gli emettitori dei suddetti transistori, dall'altra provvede ad innescare il tiristore Th1 non appena il convertitore comincia ad oscillare. In questa maniera, come già visto, il resistore R23 viene messo in cortocircuito per cui, in regime di funzionamento, non dovremo registrare perdite da parte di questa componente

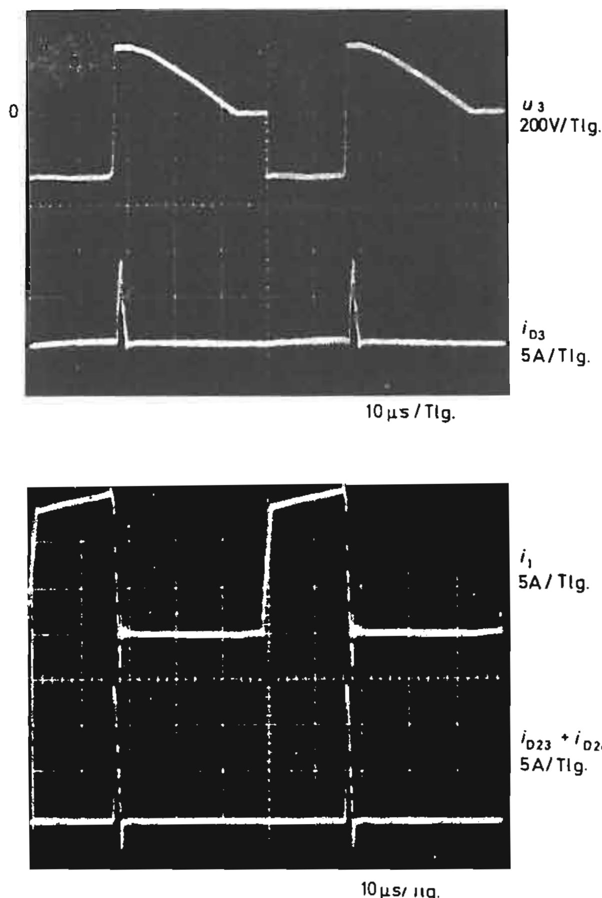


Fig. 14 - V3 andamento della tensione ai capi dell'avvolgimento di smagnetizzazione N_3 presente nel trasformatore Tr1 (fig. 11).
i_{D3} andamento della corrente nel diodo di smagnetizzazione D3
i_l andamento della corrente nel trasformatore Tr1
$i_{D23} + i_{D24}$ somma delle correnti circolanti nei diodi D23 e D24 nel circuito di protezione.

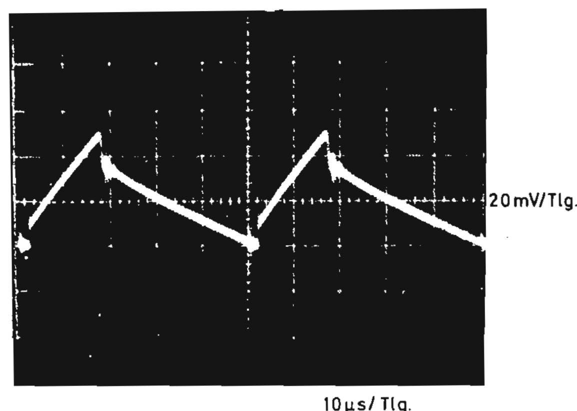


Fig. 15 - Ondulazione residua presente sulla tensione di uscita (frequenza 20 kHz) in condizioni di massimo carico (fig 11).

Abbiamo già detto a proposito del precedente alimentatore che, all'atto della messa in funzione dell'alimentatore, il tiristore Th1 è bloccato; in queste condizioni, il resistore R23, tende a limitare la corrente circolante nei diodi raddrizzatori D11...D14; questo intenso picco di corrente è prodotto dalla carica di condensatori di grande capacità quali appunto sono gli elettrolitici C17 e C18.

Per ciò che riguarda più specificatamente le modalità di funzionamento dei 3 transistori-interruttori BUX 80, e cioè, il loro circuito di pilotaggio, i circuiti di protezione, la realizzazione degli avvolgimenti del trasformatore di uscita Tr1 e il sistema di limitazione della corrente di uscita, valgono le considerazioni già fatte a proposito del progetto dell'alimentatore da 500 W in precedenza illustrato.

7.2 Dissipatori di calore

La potenza complessiva dissipata dai 3 transistori BUX 80 ammonta, nelle peggiori condizioni di funzionamento, a 14 W, vale a dire, 4,7 W per transistore. Con un valore di resistenza termica tra giunzione e base di montaggio pari a 1,1 K/W, e un valore di resistenza termica tra base di montaggio e dissipatore di calore pari a 0,5 K/W (montaggio isolato tramite rondella di mica 56.339 e impiego di pasta al silicone), occorre che, per una temperatura massima alla giunzione pari a 125 °C e una temperatura massima dell'ambiente pari a 60 °C, il dissipatore di calore sul quale vengono montati i tre transistori abbia una resistenza termica uguale o inferiore a 4 K/W.

La potenza dissipata dagli 8 diodi raddrizzatori Schottky presenti all'uscita del raddrizzatore ammonta, in condizione di massimo carico, a 136 W. Realizzando un buon accoppiamento termico tra il contenitore e il dissipatore di calore sul quale sono montati questi diodi (vedi fig. 12), la resistenza termica del dissipatore potrà essere uguale o inferiore a 0,14 K/W; ciò vale nel caso in cui la massima temperatura alla giunzione sia 100 °C, la massima temperatura ambiente sia 60 °C, la resistenza termica tra giunzione e base di montaggio sia 1 K/W, ed infine, la resistenza termica fra base di montaggio e dissipatore di calore sia 0,2 K/W.

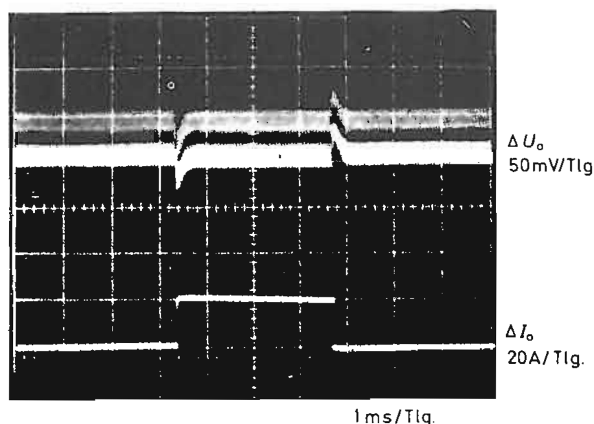
7.3 Realizzazione dei trasformatori e dei choke

Trasformatore d'uscita

Il trasformatore di uscita Tr1 deve essere dimensionato in maniera da sopportare, a pieno carico, una potenza di circa 1300 W. Le perdite nel rame e nel nucleo di ferrite ammontano a circa 30 W. La disposizione degli avvolgimenti sui nuclei ad « U » sono identiche a quelle già descritte per l'alimentatore da 500 W. In particolare, il dimensionamento degli avvolgimenti sarà il seguente:

2 × U 64/39/24-3C8 (senza traferro)

$\frac{1}{2}$ $N1_a$ = $\frac{1}{2}$ N_{1b}	45 spire, filo di rame smaltato 2 × 0,7 mm (L = 5 mH)
N_2	7 spire (su ciascuna gamba), piattina di rame con dimensioni di 40 × 0,05 mm²
$\frac{1}{2}$ N_3	45 spire, filo di rame smaltato da 0,5 mm



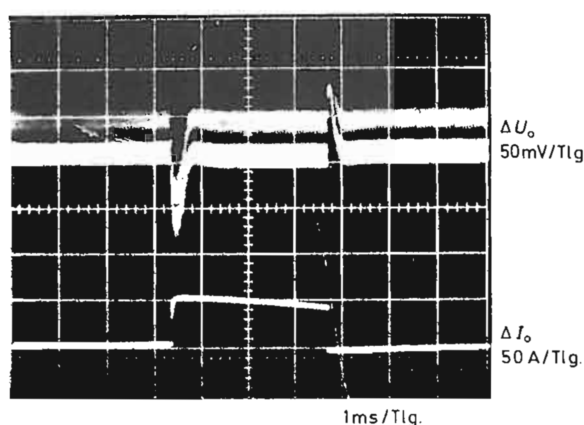


Fig. 16 - Andamento della tensione e della corrente di uscita nel caso di improvvisa variazione della corrente circolante nel carico (fig. 11).
in alto: $\Delta I_o = 20$ A (da 162 A a 182 A)
sotto : $\Delta I_o = 50$ A (da 132 A a 182 A)

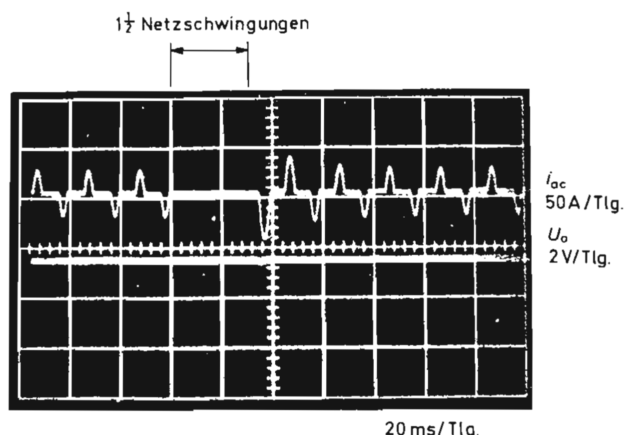


Fig. 17 - Caduta della tensione di rete a pieno carico e con una tensione di alimentazione di 220 V - 15% (fig. 11). I_{ac} corrente di rete all'ingresso. A causa della mancanza di 1/½ periodi della tensione di rete la tensione di uscita presenta una leggera interruzione.

Choke L_1

Nucleo in lamierino tagliato 2 × SG 54/13 « C », DIN 41 309, Bl. 1 (trasferro complessivo 1 mm);
5 spire, piattina di rame con dimensioni di 45 × 11 mm² (L_1 = 16 μH);
Perdita nel rame ≈ 15 W.

Trasformatore circuito limitatore di corrente (Tr2)

2 × U 15/22/5-3C8 (senza traferro);
N_1 1 spira, filo di rame da 1 mm;
N_2 30 spire, filo di rame smaltato da 0,2 mm.
Doppia schermatura (vedi fig. 11).

Trasformatore di pilotaggio dei transistori interruttori (Tr3)

2 × U 20/32/7-3C8 (senza traferro);
N_1 3 spire, filo di rame smaltato da 1 mm;
N_2, 15 spire, filo di rame smaltato da 0,5 mm.

Trasformatore di accoppiamento del circuito integrato TDA 1060 (Tr4)

2 × U 20/32/7-3C8 (senza traferro);
N_1 300 spire, filo di rame smaltato da 0,1 mm;
N_2 60 spire, filo di rame smaltato da 0,2 mm.

Choke di base dei transistori-interruttori (L_2)
16 spire, bobina in aria, diametro 10 mm, L_2 = μH.

Trasformatore ausiliario (Tr_5)
Trasformatore di rete a 50 Hz;
N_2: 8 V; 0,5 A;
N_3: 12 V; 0,5 A;
N_4: 20 V; 0,1 A.

7.4 Prestazioni dell'amplificatore stabilizzato da 1100 W

Nelle figure 13 e 17 sono riportati alcuni oscillogrammi presi nei punti più salienti del circuito dell'alimentatore.

Uscita ($P_{o\,max}$ = 110 W)	5,5 V, 200 A
Tensione di rete	220 V, + 10%, — 15%
	50 Hz...400 Hz

Rendimento a	200 A (massimo carico)	= 74%
	100 A	= 76%
	50 A	= 72%
	20 A	= 56%

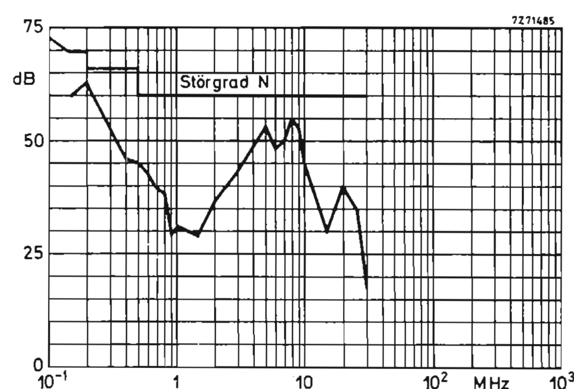


Fig. 18 - Tensione di disturbo (fig. 11) presente sulla tensione di rete (0 dB = 1 μV) confrontata con i livelli massimi della tensione di disturbo presenti sulla rete ammessi dalle norme VDE 0871/...75 corrispondenti ai capitolati CISPR No 11,1975.

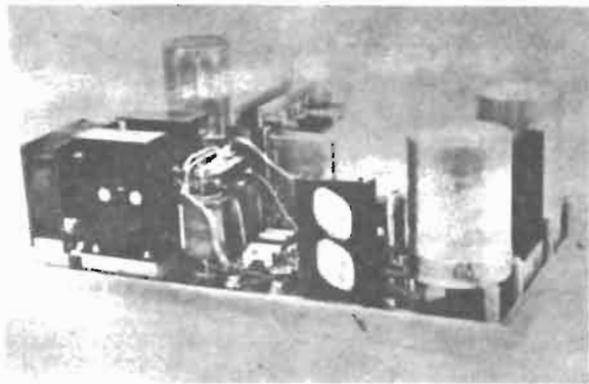


Fig. 19 - Fotografia dell'alimentatore a commutazione con potenza di uscita da 1100 W.

Variazione della tensione di uscita per le variazioni della tensione di rete in precedenza segnalate (fig. 17)	$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	$\leqq 0{,}1\%$
Variazione della tensione di uscita quando la potenza di uscita varia dal valore massimo $P_{o\,max}$ allo 0,1 $P_{o\,max}$	$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	$\leqq 0{,}5\%$
Alternata residua sulla tensione di uscita		
— alternata a 100 Hz fino al momento dell'entrata in funzione dei circuiti di regolazione con $V_i \geqq$ 175 V		
— alternata residua a 20 kHz (fig. 17)	$\Delta V_{o\,ronzio\,pp}$ $\Delta V_{o\,residua\,pp}$	$\leqq 10$ mV $\leqq 50$ mV
Massima temperatura ambiente		$\leqq 60$ °C

Le misure di protezione di questo alimentatore stabilizzato sono tali per cui esso non può subire danni sia che venga fatto lavorare a vuoto sia che vengano accidentalmente messi in cortocircuito i morsetti di uscita sia nel caso di sovraccarico momentaneo.

I disturbi che questo alimentatore stabilizzato di potenza potrebbe immettere nella linea di alimentazione della rete si trovano al disotto del livello dei valori riportati nei capitolati CISPR N° 11, 1975 corrispondenti ai capitolati VDE 0871/...75. (Vedi fig. 18).

TABELLA I - Dati caratteristici principali dei transistori della famiglia BUX 80...87

	BUX 80 BUX 81	BUX 82 BUX 83	BUX 84 BUX 85	BUX 86 BUX 87	
Contenitore	TO-3*)	TO-3*)		TO-126 (SOT-32)	
$V_{CE\,S\,M\,max}$	800 1000	800 1000	800 1000	800 1000	V
$V_{CE\,R\,max}$ (R_{BE})	500 (50Ω)	500 (100 Ω)	500 (150 Ω)	500 (200 Ω)	V
$V_{CE\,0\,max}$ (base aperta)	400 450	400 450	400 450	400 450	V
$I_{C\,max}$	10	5	2	0,5	A
$I_{C\,M\,max}$ (valore di picco per $t_p \leqq 1$ ms)	15	8	3	1	
$P_{tot\,max}$ (ϑ_G)	100(40°C)	60 (60°C)	40 (50°C)	20 (50°C)	W
$\vartheta_{J\,max}$	150	150	150	150	°C
$R_{th\,G}$	1,1	1,5	2,	5	K/W
$V_{CE\,sat}$ (I_C, I_B)	≦ 1,5 (5A, 1A)	≦ 1,5 (2,5A, 0,5A)	≦ 1,5 (1A, 0,2A)	≦ 1,5 (0,25A 0,05A)	V
$V_{BE\,sat}$ (I_C, I_B)	≦ 1,4	≦ 1,4	≦ 1,4	≦ 1,2	
Tempi di commutazione per I_{CX}, I_{BX},	(5A, 1A)	(2,5A, 0,5A)	(1A, 0,2A)	(0,25A, 0,05A)	
($-I_{BY} = 2\,I_{BX}$)	5A, 1A	2,5A, 0,5A	1A, 0,2A	0,25A, 0,05A	
t_{on}	≦ 0,5	≦ 0,5	≦ 0,5	≦ 0,5	µs
t_s	≦ 3,5	≦ 3,5	3,5	≦ 3,5	µs
t_f ($\omega_G = 95$°C)	≦ 0,8	≦ 1	≦ 1	≦ 1	µs

*) Collettore collegato al contenitore

Due alimentatori a commutazione per calcolatori elettronici

Tensione/corrente d'uscita : 5,5 V / 20 A
5,5 V / 40 A

Per il loro elevato rendimento, le loro ridotte dimensioni e la grande sicurezza di funzionamento, gli alimentatori stabilizzati switched-mode (o a commutazione) stanno sempre più destando l'interesse dei progettisti elettronici. In questo articolo ne proponiamo due, con potenza di uscita, rispettivamente, di 100 e 200 W.

Gli alimentatori stabilizzati del tipo switched-mode hanno di regola dimensioni ridotte, pesano poco, dissipano poco calore, e di conseguenza sono particolarmente adatti alla alimentazione per es. dei calcolatori elettronici.

E' noto che il *transistore-regolatore* degli alimentatori stabilizzati switched-mode lavora in due condizioni ben definite: esso può, cioè, trovarsi o in conduzione (on) oppure bloccato (off); di conseguenza, la sua dissipazione sarà molto ridotta; questo non può dirsi invece del transistore-regolatore degli alimentatori stabilizzati del *tipo serie* (o lineari), nei quali la dissipazione può raggiungere decine di watt.

E' evidente quindi che questa ridotta dissipazione di calore semplifica enormemente *i problemi di raffreddamento* del transistore regolatore; il dimensionamento dei dissipatori di calore risulterà in questo caso oltremodo semplificato cosa che non si verifica negli altri tipi di alimentatori. Ridotta dissipazione di calore significa in definitiva, perdite ridotte, e di conseguenza *rendimenti elevati*; e difatti, negli alimentatori stabilizzati switched-mode è possibile raggiungere rendimenti fino all'80 per cento.

Fra gli inconvenienti caratteristici dell'alimentatore stabilizzato switched-mode dobbiamo però segnalare:

1) una maggiore complessità dei circuiti richiesti;
2) una risposta più lenta alle improvvise variazioni di assorbimento del carico;
3) una maggiore difficoltà per togliere dalla tensione continua di uscita, l'ondulazione residua (ripple).

E' noto che la frequenza di lavoro (o meglio di commutazione) degli alimentatori stabilizzati switched-mode è molto elevata; di conseguenza, i *componenti avvolti*, e cioè, il « choke » usato per l'immagazzinamento dell'energia e il trasformatore per l'isolamento dalla rete, possono assumere dimensioni molto ridotte. Una eventuale limitazione ad impiegare frequenze di commutazione più elevate è data però dalle perdite che hanno luogo nei nuclei dei materiali magnetici di questi componenti.

E' per questo motivo che per i componenti avvolti degli alimentatori switched-mode si sono dovuti sviluppare nuovi nuclei in ferrite a basse perdite. Questi nuovi nuclei in ferroxcube, con *gradazione 3C8*, posseggono elevata permeabilità, elevata densità di flusso di saturazione, ed infine basse perdite alla temperatura di 100 °C. Con queste ferriti è possibile lavorare con frequenze di commutazione fino a 50 kHz; il che rappresenta un buon compromesso tra dimensioni di ingombro di questi alimentatori e perdite nei componenti induttivi e nei semiconduttori.

Qui di seguito descriveremo il progetto di due alimentatori stabilizzati switched-mode: uno con potenza di uscita di *200 W* e l'altro di *100 W*. Il transistore-interruttore dell'alimentatore stabilizzato con potenza di uscita di 200 W è il transistore veloce BDY93 Nell'alimentatore stabilizzato con potenza di uscita di 100 W, abbiamo un picco di corrente di collettore più basso, e di conseguenza, è preferibile impiegare il transistore BDY94. Entrambi questi transistori posseggono i requisiti richiesti ai transistori da impiegare negli alimentatori switched-mode, vale a dire, entrambi posseggono un V_{CESM} più elevato di due volte il picco della tensione raddrizzata di rete, ed inoltre hanno tempi di commutazione molto brevi.

Il convertitore tipo « forward »

Si sa che un alimentatore stabilizzato del tipo switched-mode è costituito essenzialmente da un raddrizzatore della tensione di rete seguito da un convertitore cc/cc; quest'ultimo può essere uno dei tre tipi fondamentali, vale a dire, convertitore di tipo *flyback*, *forward* (feed-through) oppure un convertitore *in controfase* (bilanciato).

Il convertitore *diretto* (forward) è quello più semplice ed è quello che ha una corrente di ondulazione più bassa nel condensatore di livellamento all'uscita, e ciò per il sem-

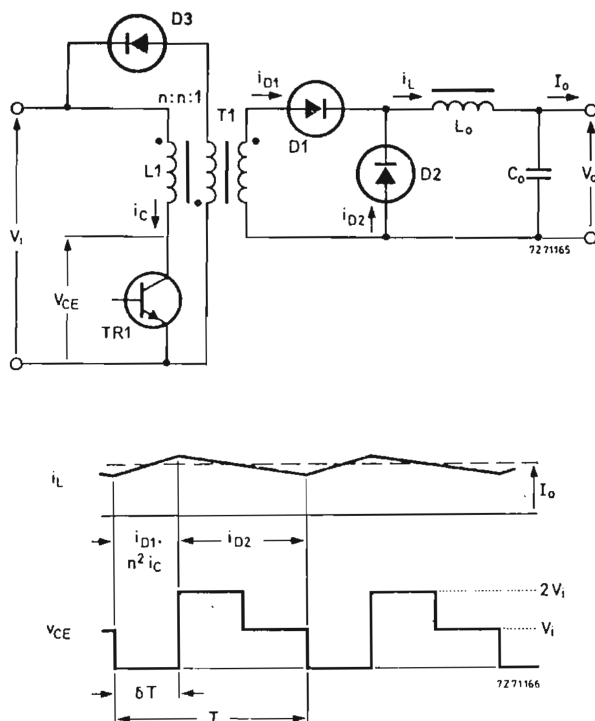


Fig. 1 - Schema di principio del convertitore « forward », e relative forme d'onda delle tensioni e delle correnti in gioco ($\delta = 1/3$).

plice fatto che in questo caso il choke (L_o) viene a trovarsi in serie all'uscita. In fig 1 abbiamo riportato il circuito di principio di questo tipo di convertitore unitamente alle forme d'onda tipiche di funzionamento del medesimo. Il funzionamento di questo circuito nelle sue linee essenziali è il seguente:

Durante il tempo in cui il transistore-interruttore TR1 si trova in conduzione, conduce anche il diodo raddrizzatore D1 il quale applica energia al choke L_o, e da questo, al carico; vediamo che in questa fase la corrente circolante nel choke (i_L) aumenta leggermente Nella fase successiva, e cioè, quando TR1 risulta bloccato, parte dell'energia immagazzinata in L_o viene trasferita al carico tramite il diodo volano D2: in questa fase, come risulta dalla figura, la corrente circolante nel choke (i_L) tende a diminuire. Dalle forme d'onda di fig. 1 è facile rilevare come il picco di tensione al collettore di TR1 risulti due volte superiore alla tensione di ingresso (+ 50 V o meno a causa del ringing).

Il tempo durante il quale transistore-interruttore rimane in conduzione, riferito al periodo della frequenza di lavoro T, viene chiamato, come è noto, *ciclo di utilizzazione* δ.

Il condensatore di uscita C_o provvede a livellare l'alternata residua prodotta dalla frequenza di commutazione del transistore. Il trasformatore T1 serve ad isolare l'uscita dell'alimentatore dall'ingresso della tensione raddrizzata di rete; l'energia magnetica immagazzinata nel trasformatore durante il tempo in cui il transistore TR1 si trova in conduzione viene riportata, dopo il tempo di bloccaggio del transistore, al circuito di ingresso in cc. tramite un avvolgimento di smagnetizzazione e il diodo serie D3.

Due parametri di progetto molto importanti debbono ritenersi i seguenti:

a) il rapporto ε tra la corrente di uscita I_o fissata e l'ampiezza della corrente dell'alternata residua circolante nel choke;

b) il rapporto λ fra l'induttanza del primario e l'induttanza del choke « riflessa » sul primario stesso.

Valori elevati di ε e di λ tendono ad abbassare il picco della corrente di collettore. Inoltre, se λ è di grande valore, l'energia trattata dal trasformatore risulterà di più basso valore, e di conseguenza, gli elementi di soppressione potranno assumere dimensioni più ridotte. L'altra « faccia della medaglia » è però rappresentata dal maggior costo che in questo caso assumono i componenti.

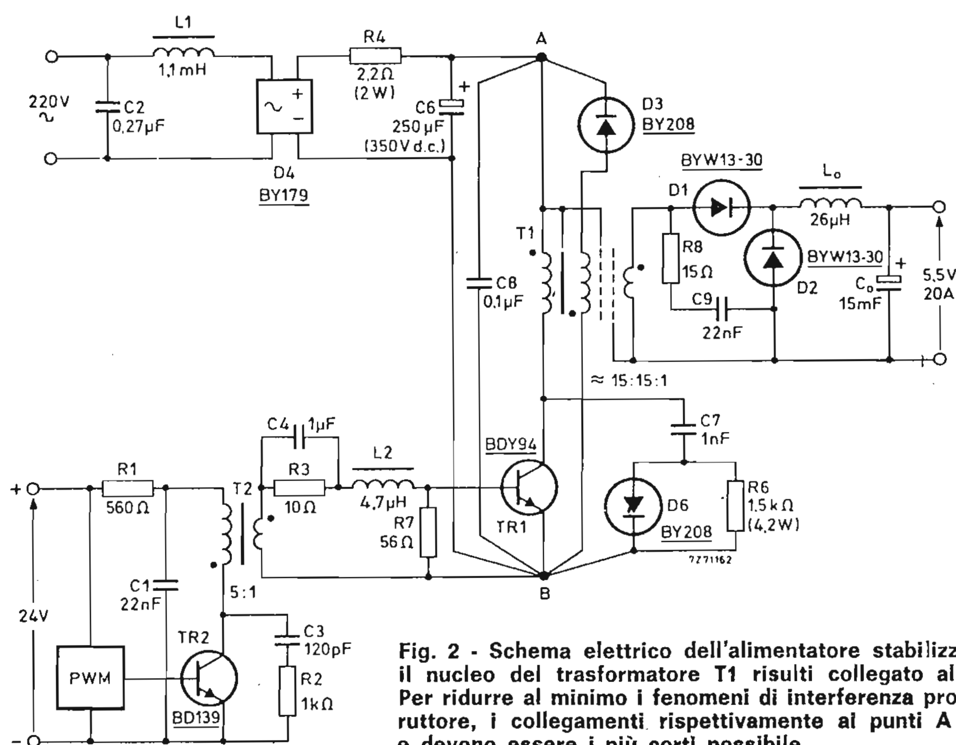


Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato switched-mode da 100 W. Si osservi come il nucleo del trasformatore T1 risulti collegato al + della sezione di alimentazione (+ H.T.). Per ridurre al minimo i fenomeni di interferenza prodotti dal funzionamento del transistore-interruttore, i collegamenti rispettivamente ai punti A e B devono essere effettuati come indicato e devono essere i più corti possibile.

ALIMENTATORE STABILIZZATO DA 100 W PER CALCOLATORI ELETTRONICI

Lo schema elettrico di questo alimentatore stabilizzato switched-mode è riportato in fig. 2. Le funzioni di TR1 e di D1 ... D3 le abbiamo già viste. Compito degli elementi D6, R6 e C7 è quello di ritardare l'aumento della tensione al collettore del transistore-interruttore TR1 dopo che quest'ultimo viene bloccato, in modo che non venga superata, prima che la corrente di collettore non sia scesa a zero, la tensione nominale tra collettore ed emettitore; in questa maniera, la dissipazione del transistore durante la fase di bloccaggio, sarà ridotta al minimo, e il funzionamento del medesimo avverrà entro i limiti fissati dalle curve SOAR. (SOAR = Safety Operating Area).

Il condensatore C7 deve scaricarsi completamente durante il tempo in cui il transistore-interruttore TR1 si trova in conduzione; il resistore R6 serve a limitare il picco di questa corrente di scarica in maniera che non venga superato il picco di corrente di collettore tollerabile dal transistore. I componenti R8 e C9 servono a proteggere i due diodi rispettivamente D1 e D2 da valori eccessivi di tensione; questi componenti infatti riducono notevolmente eventuali fenomeni di « ringing »; i diodi D1 e D2 sono del tipo a barriera di Schottky, e cioè, a bassa caduta di tensione in senso diretto (e cioè, 0,5 V alla corrente continuativa fissata circolante nel diodo).

La produzione di *fenomeni di interferenza* a radio frequenza viene ostacolata nella seguente maniera:

a) da un filtro sistemato all'ingresso dell'alimentatore, costituito da L1 C2;

b) dal condensatore C8 che provvede a cortocircuitare le correnti di interferenza prodotte dalla commutazione del transistore-interruttore TR1;

c) dalla doppia schermatura del trasformatore T1;

d) dal collegamento del nucleo in ferrite del trasformatore T1 al + o al — dell'alta tensione (H. T);

e) realizzando i collegamenti nei punti A e B come indicato in figura 2, e renderli più corti possibili.

Il valore di picco della corrente di collettore del transistore-interruttore TR1 è dato dalla seguente formula:

$$I_{C\ max} = \frac{I_o}{n}\left(1 + \frac{1}{\varepsilon} + \frac{2}{\varepsilon\,\lambda\,(1 - \delta_{min})}\right)$$

Nel circuito di fig. 2 i parametri riportati nella suddetta formula hanno i seguenti valori:

$\varepsilon = 11$,
$\lambda = 3$,

rapporto spire di T1, e cioè, $n = 14{,}8$, ciclo di utilizzazione minimo per TR1, e cioè $\delta_{min} = 0{,}29$, $I_o = 20$ A, e di conseguenza I_C max = 1,6 A.

Choke

E' costituita da 19 spire di piattina di rame con dimensioni di $18 \times 0{,}2$ mm² sistemate su un nucleo UU-25/40/13 3C8, con traferro complessivo di 3,2 mm. Induttanza $\geqslant$ 26 μH. Densità di flusso = 0,3 T alla corrente 21,8 A.

Trasformatore T1

Il nucleo è costituito dalla ferrite EC40 3C8; non è previsto alcun traferro. Gli avvolgimenti del primario e quello di smagnetizzazione sono formati ciascuno da 96 spire; l'avvolgimento secondario è costituito da 6,5 spire. Il rapporto spire è $n = 96/6{,}5 = 14{,}78$. Induttanza del primario $\geqslant$ 16 mH.

Sviluppati per essere usati nei trasformatori degli alimentatori stabilizzati switched-mode, questi nuclei EC hanno un polo centrale *rotondo*; ciò consente di ottenere un elevato fattore-spazio per il rame e bassi valori di induttanza dispersa.

Dissipatori di calore

La dissipazione nel transistore-interruttore, misurata a

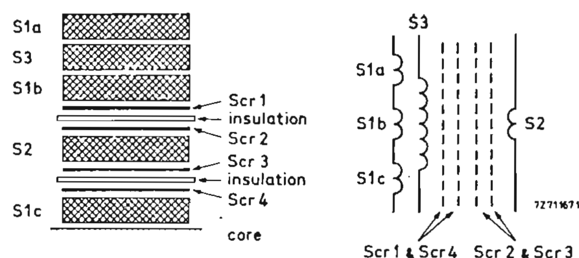


Fig. 3 - Sezione della bobina e schema elettrico del trasformatore (T1) da 50 kHz per il convertitore da 100 W.

S1a = S1b = S1c:	**1 strato costituito da 32 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm, per complessive 96 spire**
S2	**: 6,5 spire di piattina di rame con dimensioni di 19 x 0,15 mm²**
S3	**: uno strato formato da 96 spire di filo di rame smaltato da 0,14 mm**
Scr1, Scr4	**: foglio di rame di dimensioni di 19 x 0,05 mm² (collegato al + dell'alta tensione)**
Scr2, Scr3	**: foglio di rame di dimensioni di 19 x 0,05 mm² (collegato al terminale negativo dell'uscita).**

125 °C di temperatura alla giunzione, ammonta a 4,7 W e anche meno; un dissipatore di calore in grado di avere una resistenza termica pari a 11 °C/W mantiene la temperatura alla giunzione al valore di 125 °C, alla temperatura ambiente di 60 °C (T_{mb} = 113 °C).

I diodi D1 e D2 dissipano complessivamente 10 W; un dissipatore di calore che possegga una resistenza termica di 6 °C/W va bene per una temperatura ambiente di 60 °C (T_{mb} = 120 °C).

Condensatori di immagazzinamento e di uscita

Il condensatore di immagazzinamento C6 è il tipo con codice 2222 060 90023, e cioè un elettrolitico 200 + 25 + 25 μF con tensioni di lavoro di 350 V; il condensatore di uscita C_o ha il numero di codice 2222 106 34153 ed anch'esso è un elettrolitico in alluminio avente una resistenza serie pari a 10 mΩ e una induttanza serie pari a 11 nH.

Circuiti di comando e di modulazione dell'ampiezza dell'impulso di pilotaggio

Il circuito di pilotaggio assicura una commutazione rapida del transistore-interruttore limitando le perdite di commutazione ad appena 1,2 W. Il circuito che provvede alla *modulazione di ampiezza* dell'impulso di pilotaggio (indicato con « PWM » in fig. 2) « sente » la tensione di uscita, per cui se questa cambia valore, esso provvede immediatamente a ripristinarlo mediante variazione del ciclo di utilizzazione del transistore-interruttore TR1 tramite il transistore pilota TR2. Durante il tempo in cui il transistore TR2 si trova in conduzione, nel trasformatore T2 viene immagazzinata l'energia magnetica che fornirà poi un pilotaggio positivo di base al transistore-interruttore TR1 non appena il transistore TR2 risulterà bloccato. Indicando con n2 il rapporto spire del trasformatore T2, la corrente di base I_B sarà $(24\ V/R1)\,n2 = (24/560 \times 5 \approx 0{,}2$ A). Quando il transistore TR2 entrerà in conduzione, la tensione presente sul trasformatore T2 cambierà polarità, e di conseguenza, la corrente di base del transistore-interruttore TR1 diventerà negativa, e l'andamento di quest'ultima sarà determinato principalmente da L2 (vedi la forma d'onda I_B in fig. 7c).

L'energia immagazzinata in L2 e nell'induttanza dispersa di T2 potrà portare il diodo base-emettitore di TR1 nella condizione di rottura per valanga producendo un veloce bloccaggio di quest'ultimo solo dopo che i portatori di cariche immagazzinate saranno stati estratti dalla base del transistore.

Il resistore R7, collegato in parallelo all'ingresso di base del transistore TR1, provvede ad eliminare eventuali fenomeni di ringing, e nello stesso tempo sopprime even-

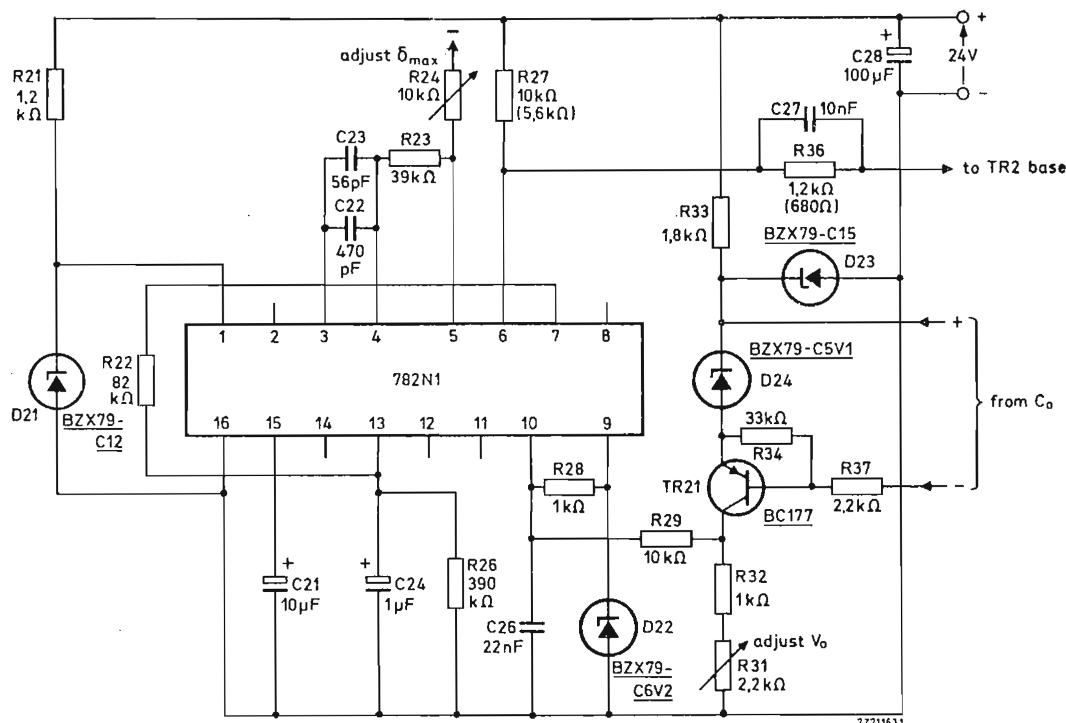


Fig. 4 - Schema elettrico del circuito che provvede alla modulazione dell'ampiezza dell'impulso (PWM) (vedi anche fig. 2). Tra parentesi sono indicati i valori dei componenti necessari quando questo circuito di comando viene impiegato nel convertitore da 200 W. I collegamenti indicati mediante freccia vanno al terminale negativo.

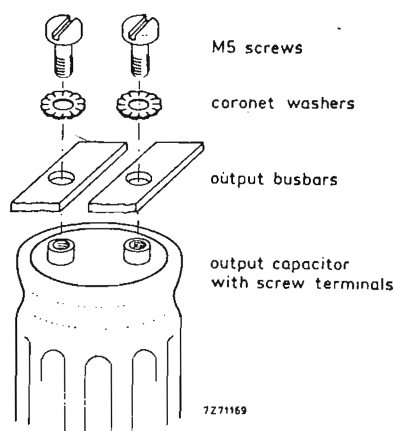


Fig. 5 - Sistema di collegamento dei morsetti d'uscita al condensatore di uscita.

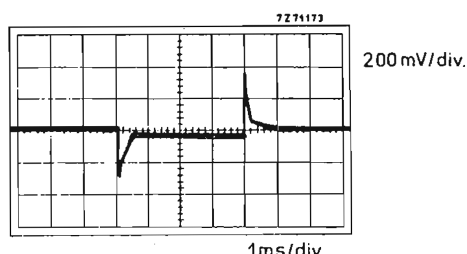


Fig. 6 - Risposta dell'uscita ad eventuali transitori nel carico: parte centrale, carico 100%; altre parti, carico 10%.

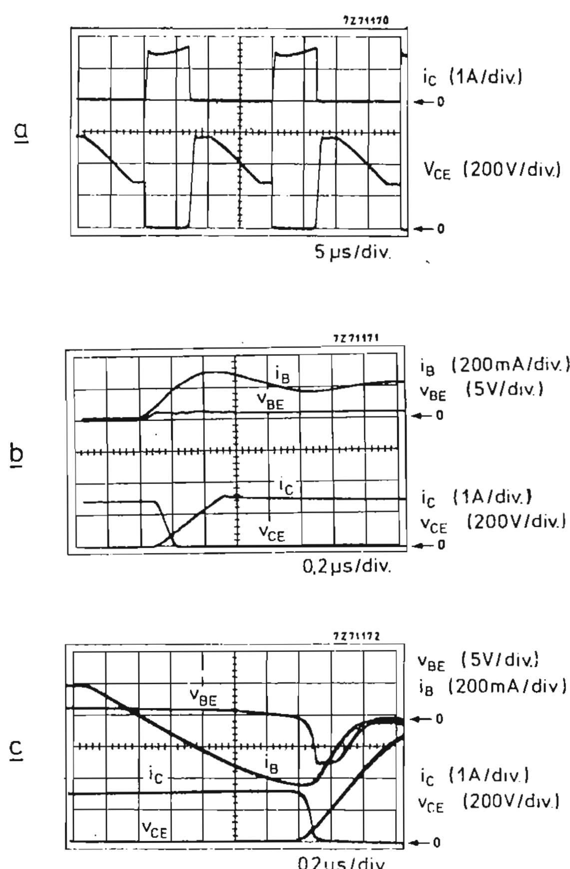


Fig. 7 - Forme d'onda indicanti il funzionamento del transistore-regolatore d'uscita:

(a) tensione e corrente di collettore;
(b) comportamento durante il « tempo di chiusura »;
(c) comportamento durante il « tempo di apertura ».

tuali « punte » di tensione che potrebbero verificarsi all'atto dell'entrata in conduzione del transistore.

Il trasformatore T2 è fatto con un nucleo tipo UU-15/22/6 3C8 con 55 spire nel primario e 11 spire nel secondario.

Lo schema elettrico del circuito che provvede alla modulazione dell'ampiezza dell'impulso di pilotaggio (PWM) è riportato in fig. 4. La tensione di uscita (prelevata ai capi di C_o in fig. 2) può essere regolata entro i valori di 5 V e 5.5 V mediante il resistore R31; il massimo valore del ciclo di utilizzazione (δ_{max}) del transistore TR1 viene fissato mediante R24 (δ_{max} = 0,45).

La sistemazione dei morsetti di uscita riportata in fig. 5 tende a ridurre al minimo le induttanze disperse abbassando in questa maniera sia l'ondulazione residua sia l'impedenza della sorgente.

In fig. 7 si possono vedere le forme d'onda delle tensioni e delle correnti caratteristiche del transistore-regolatore; la fig. 6 illustra il comportamento del convertitore nei confronti di transitori di carico pari al 90% del carico nominale. (Per transitori di carico debbono intendersi variazioni improvvise della corrente circolante nel carico). Il picco transitorio presente nella tensione di uscita ammonta a 0,4 V massimi mentre il valore picco-picco dell'ondulazione residua presente sulla tensione di uscita ammonta a 30 mV massimi.

ALIMENTATORE STABILIZZATO SWITCHED-MODE DA 200 W PER CALCOLATORI ELETTRONICI

Lo schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato switched-mode da 200 W (fig. 8) è simile a quello con uscita da 100 W. Con I_o = 40 A, n = 14,4, ε = 12, λ = 4 e δ_{min} 0,29, l'equazione riportata in precedenza dà, per $I_{C\,max}$, il valore di 3,2 A.

Choke

Il choke (L_o) è formato da 13 spire di una piattina di rame di dimensioni di 25 × 0,5 mm² avvolta su un nucleo UU-30/50/16 3C8; il traferro complessivo ammonta a 5,5 mm; l'induttanza è ⩾ 14 μH. La densità di flusso è 0,3 T a 43,5 A.

Trasformatore T1

I dati di costruzione del trasformatore T1 sono i seguenti: nucleo tipo EC 53 3C8, senza traferro; gli avvolgimenti rispettivamente primario e di smagnetizzazione sono formati ciascuno da 72 spire; l'avvolgimento secondario è formato da 5 spire. Il rapporto spire n = 72/5 = 14,4. Induttanza primaria ⩾ 12 mH. La fig. 9 riporta una sezione della bobina.

Dissipatori di calore

Per ciò che riguarda la rimozione del calore dal transistore TR1 e dai diodi D1 e D2 si deve tener presente quanto segue: il transistore-regolatore, e cioè TR1, dissipa al massimo 10 W; un dissipatore di calore con resistenza termica pari a 3,8 °C/W limita la temperatura alla giunzione al valore di 125 °C nel caso in cui la temperatura ambiente assuma il valore di 60 °C (T_{mb} = 100 °C). I diodi D1 e D2 dissipano complessivamente circa 25 W; un dissipatore di calore con resistenza termica di 2 °C/W è sufficiente per una temperatura ambiente di 60 °C (T_{mb} = 113 °C).

Condensatore di uscita

Il condensatore di uscita C_o ha il codice 2222 106 34333; è un elettrolitico con 6 mΩ di resistenza e 16 nH di induttanza in serie.

Fig. 9 - Sezione della bobina e schema elettrico del trasformatore (T1) da 50 kHz per il convertitore da 200 W.

S1a = S1b :	**1 strato formato da 36 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm per complessive 72 spire**
S2 :	**5 spire, di piattina di rame di dimensioni di 23,5 x 0,2 mm²**
S3 :	**1 strato formato da 72 spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm**
Scr1, Scr4 :	**foglio di rame con dimensioni di 23 x 0,05 mm² (collegato al + dell'alta tensione)**
Scr2, Scr3:	**foglio di rame con dimensioni di 23 x 0,05 mm² (collegato al terminale negativo dell'uscita).**

Fig. 8 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato switched -mode con uscita da 200 W. Per le note vedi fig. 2.

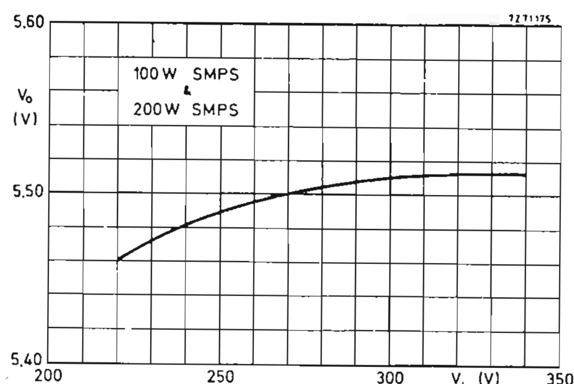


Fig. 10 - Tensione di uscita V_o in funzione della tensione di ingresso V_i per la corrente nominale di carico.

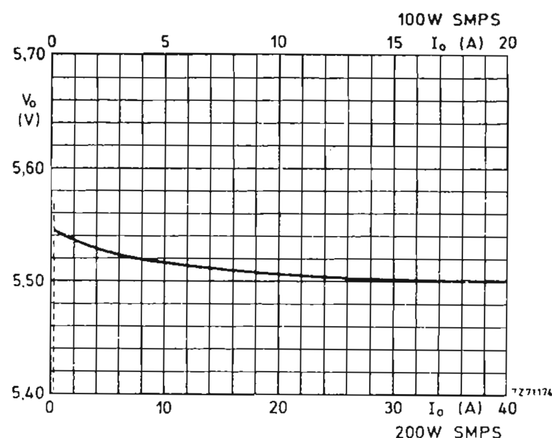


Fig. 11 - Curva di regolazione del carico.

Circuito di comando e di modulazione dell'ampiezza dell'impulso

Il funzionamento del circuito di pilotaggio del transistore-interruttore è identico a quello del convertitore con potenza di uscita da 100 W. In questo caso, la corrente di base è $I_B = (24\,V / 120\,\Omega) \times 5 = 1\,A$. Il transistore si trova ancora in saturazione con una corrente minima di base pari a 0,5 A alla fine della conduzione, e una corrente di picco di collettore pari a 3,2 A. Il circuito che provvede alla modulazione dell'ampiezza dell'impulso è riportato in fig. 4. Il trasformatore T2 ha un nucleo UU-15/22/63C8 con 55 spire al primario e 11 spire al secondario.

Rendimento dei convertitori

	Perdite (watt)	
	convertitore da 100 W	*convertitore da 200 W*
choke	3,5	4,2
trasformatore	2,5	4,5
diodi raddrizzatore e volano	10	25
transistore	4,7	10
reti anti-ringing e di rallentamento della pendenza	3	3
circuito di pilotaggio e circuito PWM	3	4
	26,7	53,7
Rendimento (V_o = 5,5 V)	$\frac{110}{136,7} = 0,80$	$\frac{220}{273,7} = 0,80$

Le figure rispettivamente 10 e 11 riportano l'andamento della tensione di uscita V_o del convertitore in funzione della tensione di ingresso V_i e della corrente di carico I_o; viene impiegato il circuito di comando di fig. 4. Si può notare come la tensione di uscita V_o vari di 55 mV quando la tensione di rete diminuisce dal valore nominale + 10% al valore nominale — 15%. Nel caso in cui la corrente nel carico passi dal valore nominale a pochi decimi di ampere, l'aumento nella tensione di uscita V_o diventa dell'ordine di 50 mV.

Per la tensione di ingresso V_i valgono i seguenti valori:

Tensione di rete	*V_i per carico zero*	*V_i per carico nominale*
220 V + 100%	340 V	320 V
220 V		245 V
200 V — 15% e caduta per la durata di un ciclo		220 V

Il valore dell'ondulazione residua all'uscita misurata da picco a picco ammonta a 30 mV massimi a pieno carico. La tensione transitoria di picco dovuta ad una improvvisa variazione del 90% rispetto alla corrente di carico nominale, ammonta a 0,5 V massimi. La temperatura ambiente non deve superare i 60 °C.

I limiti estremi della tensione di alimentazione di rete sono rispettivamente 220 V + 10%, e 220 V — 15% e la sua caduta può durare un ciclo. La frequenza di rete può andare da 50 Hz a 400 Hz.

G. van Dijk

Alimentatore a commutazione per calcolatori elettronici
Tensione/potenza d'uscita: 5,5 V / 200 W

Viene descritto il progetto di un alimentatore a commutazione (switched-mode) particolarmente adatto per l'alimentazione di calcolatori elettronici. Tensione d'uscita: 5,5 V; Potenza: 200 W; Frequenza di lavoro: 50 kHz; Transistore-interruttore: BUX 82.

La nuova famiglia dei transistori per commutazione (BUX80, BUX82, BUX84 e BUX86) è particolarmente adatta ad essere impiegata in alimentatori a commutazione (switched-mode) in quanto consente di ottenere la massima sicurezza di funzionamento specialmente quando il transistore-interruttore lavora a frequenze e tensioni elevate.

Questa famiglia di transistori possiede infatti le seguenti caratteristiche:

- 800 V V_{CESM}, tiene conto quindi di una tensione alternata d'ingresso che va da 220 V + 20% a 240 V + 10%;
- elevata velocità di commutazione con basse perdite fino alla frequenza di 50 kHz.
- elevata stabilità della dispersione (leakage) che solitamente si verifica quando il transistore lavora a temperature di giunzione elevate; questa caratteristica è dovuta alla nuova tecnologia di *passivazione in vetro* della superficie del cristallo.

L'alimentatore stabilizzato che stiamo per descrivere fornisce una tensione di uscita stabilizzata con valore di 5,5 V/200 W. Il transistore-interruttore è il tipo BUX82. Questo alimentatore è particolarmente adatto per essere impiegato nei calcolatori elettronici; esso, infatti, possiede una *alternata residua di uscita* estremamente bassa, e una eccellente *stabilità della tensione di uscita* nei confronti sia delle variazioni della tensione alternata d'ingresso (rete) sia nei confronti di improvvise variazioni del carico.

L'alimentatore lavora ad una frequenza di 50 kHz e pertanto ha peso e dimensioni ridotte. La stabilità della tensione di uscita è dell'ordine dello 0,5% mentre il rendimento è dell'80%. Il circuito integrato che regola i tempi di conduzione del transistore-interruttore è il *TDA 1060*; questo integrato possiede inoltre la caratteristica di fare partire « dolcemente » l'alimentatore in quanto anche con un forte carico capacitivo non si ha una sovracorrente, e possiede inoltre sistemi di protezione anche nei confronti di eventuali sovraccarichi.

Alcune osservazioni sul progetto di questo alimentatore

Il tipo di convertitore cc/cc impiegato in questo alimentatore è il tipo cosidetto *forward*. La sua scelta non è causale; esso infatti è il più semplice dal punto di vista costruttivo, ed inoltre avendo un *choke* in serie all'uscita, riduce efficacemente l'alternata residua sovrapposta alla tensione di uscita. La tensione di uscita nominale è 5,5 V con una corrente nel carico di 40 A; ammettendo una "perdita sulla linea" pari a 0,5 V, la potenza reale dell'alimentatore sarà 200 W.

Il rapporto spire del trasformatore è 14,4 : 1; la corrente di picco di collettore può raggiungere i 3,2 A senza alcun pregiudizio per il BUX82. L'induttanza del choke è 14 μH, e il fattore di utilizzazione del transistore (duty factor) è 0,34: il valore estremo *inferiore*

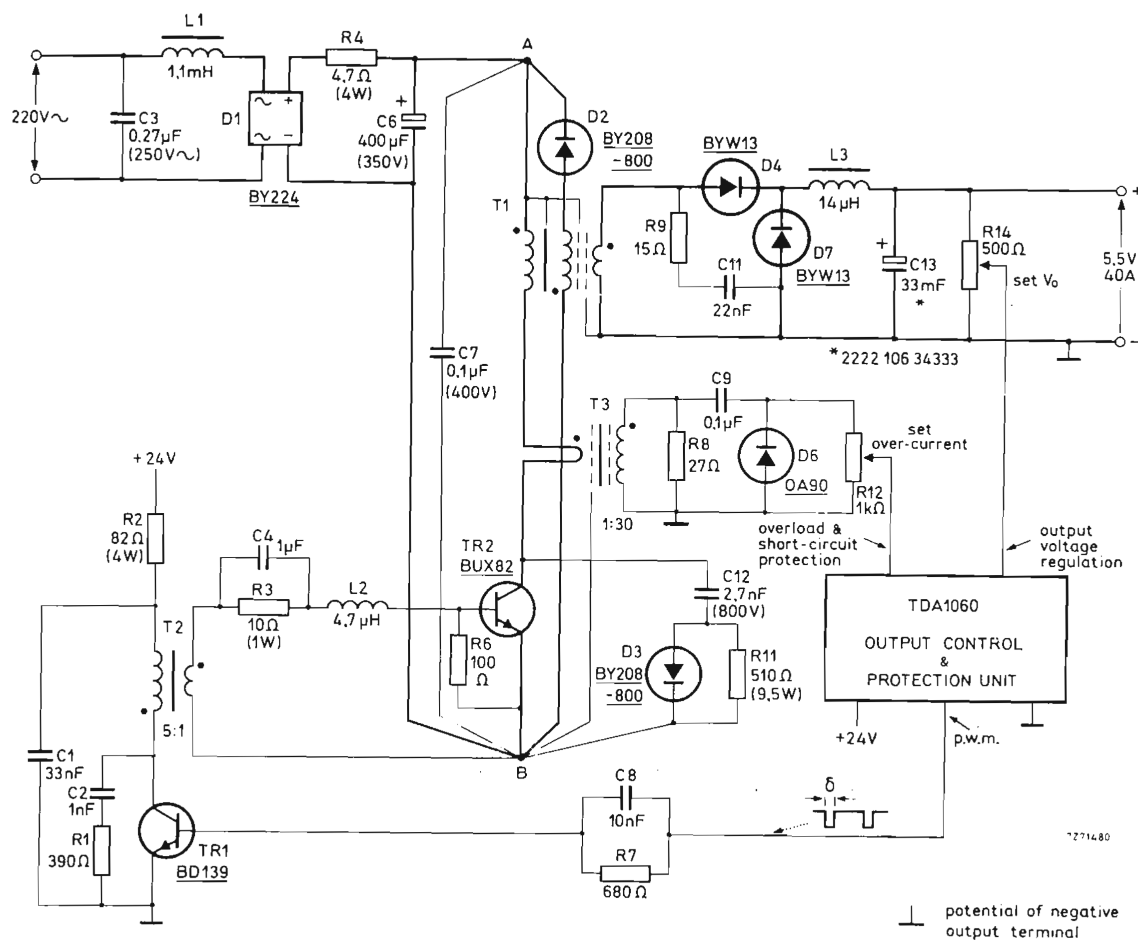


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore a commutazione con potenza di uscita di 200 W. Il nucleo del trasformatore T1 è collegato al + dell'alta tensione. La tensione ausiliaria + 24 V deve fornire una corrente di 0,2 A.

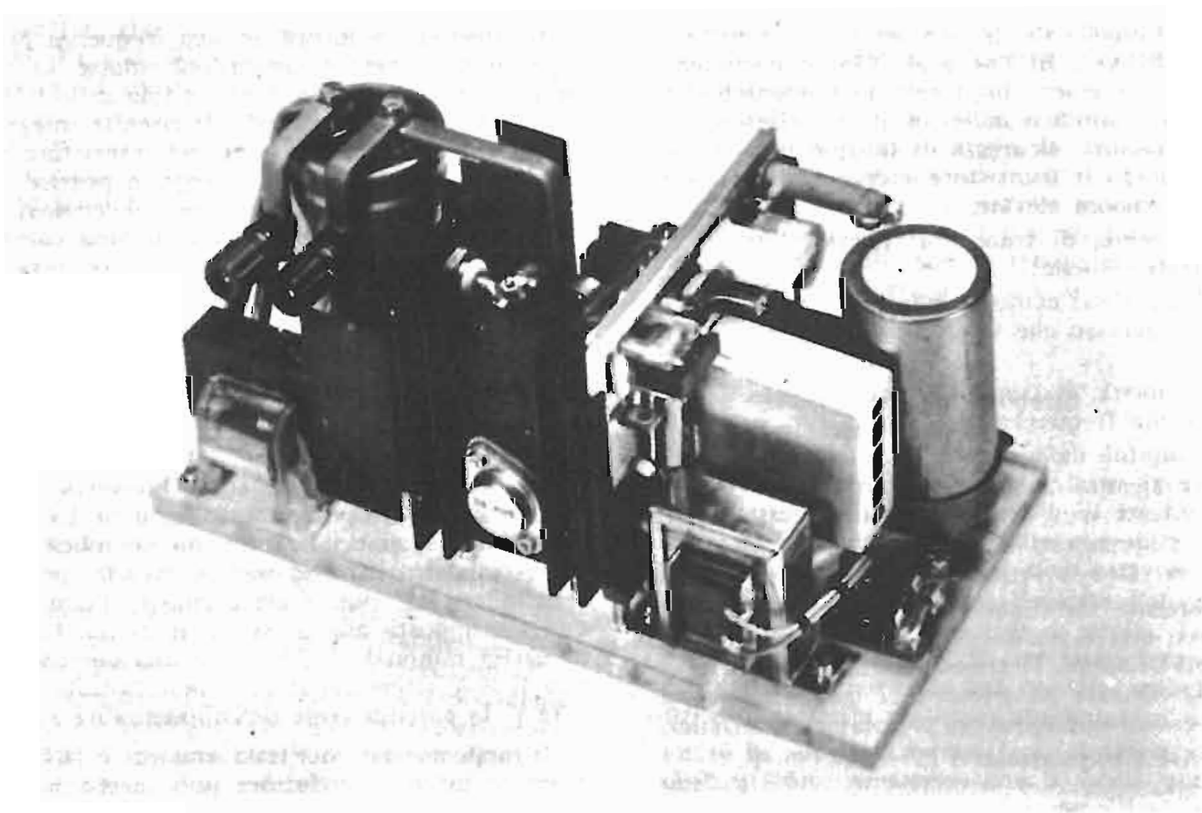


Fig. 1a - Realizzazione pratica del convertitore dell'alimentatore a commutazione da 200 W descritto in questo articolo.

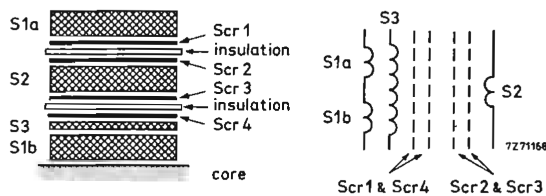
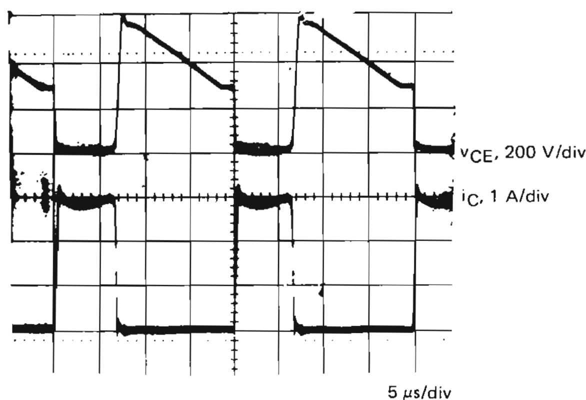


Fig. 2 - Sezione della bobina e schema elettrico del trasformatore di uscita.

S1a = S1b :	1 strato formato da 36 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm, per complessive 72 spire.
S2 :	5 spire di piattina di rame con dimensioni di 23,5 × 0,2 mm².
S3 :	1 strato formato 72 spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm.
Scr1, Scr4 :	foglio di rame con dimensioni 23 × 0,05 mm² collegato al + dell'alta tensione.
Scr2, Scr3 :	foglio di rame con dimensioni 23 × 0,05 mm² collegato al negativo del terminale di uscita.

di questo fattore è 0,1 e si ha quando il carico diminuisce improvvisamente mentre all'estremo *superiore* si ha il valore di 0,45 che si ha quando il carico aumenta improvvisamente. Il tempo di risposta corrispondente a questi valori è rispettivamente di 104 e 245 μs.



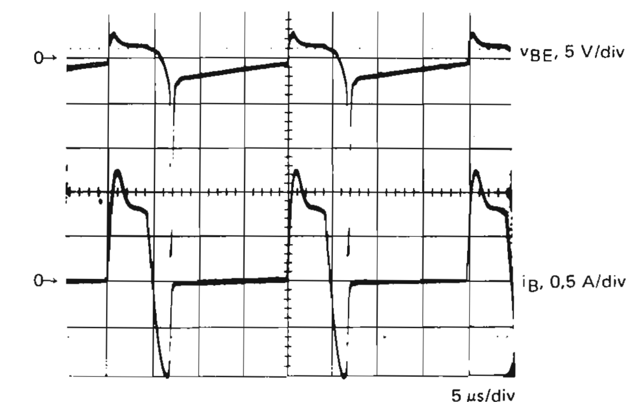


Fig. 3 - Forme d'onda caratteristiche del transistore-interruttore BUX 82.

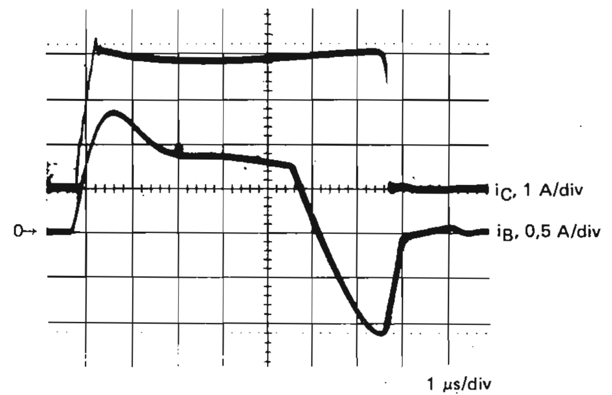


Fig. 4 - Andamento di i_B e i_C nel transistore BUX 82 (scala espansa).

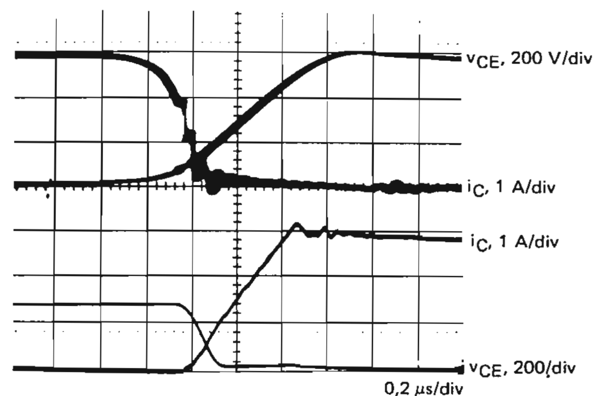


Fig. 5 - Forme d'onda caratteristiche per la condizione di bloccaggio (in alto) e di conduzione (in basso) per il transistore-interruttore BUX 82.

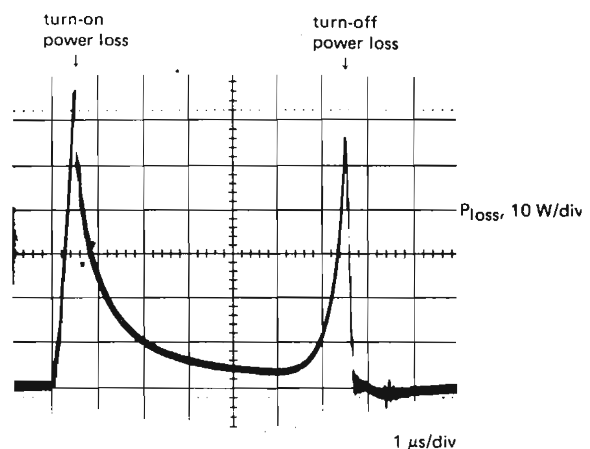


Fig. 6 - Andamento della dissipazione nel BUX 82.

Descrizione del circuito

In fig. 1 abbiamo riportato lo schema elettrico di questo alimentatore. La rete formata da D3 R11 e C12 ha una triplice funzione e cioè:

— « rallentare » l'aumento della tensione sul collettore del BUX82 nella misura di 800 V/µs riducendo in questa maniera la dissipazione che si ha al momento del bloccaggio (turn-off);

— assorbire l'energia magnetica immagazzinata nell'induttanza dispersa del trasformatore di uscita T1;

— abbassare la corrente di smagnetizzazione nel trasformatore di uscita quando il condensatore si scarica da 2 V_i a V_i (che non è altro che la tensione continua di ingresso).

I diodi d'uscita D4 e D7 sono a *barriera di Schottky* ed hanno con un carico di 40 A una tensione diretta di appena 0,5 V. In parallelo ad essi vengono collegate le reti R9/C11 allo scopo di proteggerli nei confronti dei transitori dovuti a fenomeni di *ringing*. Il resistore R6 in parallelo alla base di TR2 dovrà essere montato molto vicino a questo transistore allo scopo di sopprimere al massimo impulsi spurii che hanno luogo al momento dell'entrata in conduzione (turn-on) del transistore.

Fenomeni di irradiazione a radiofrequenza che possono « sporcare » la rete vengono evitati:

— dal filtro di ingresso L1 C3;

— dal condensatore C7 che cortocircuita la tensione di interferenza;

— dalla doppia schermatura presente nel trasformatore di uscita T1;

— dall'isolamento del BUX82 dal suo dissipatore di calore;

— dal collegamento del nucleo del trasformatore T1 al + dell'alta tensione;

— dai collegamenti ai punti *A* e *B* di fig. 1 che devono essere più corti possibile;

— ed infine dall'impiego di diodi *clamp a ricupero dolce* (BY208).

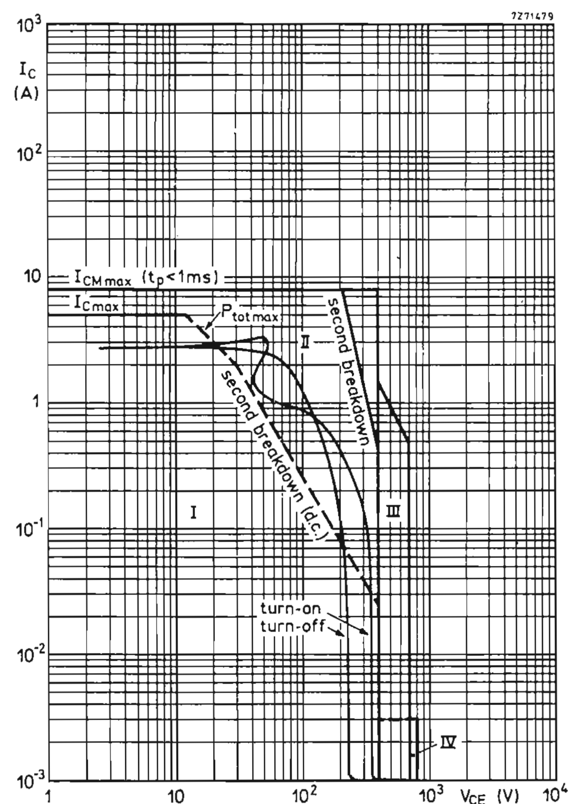


Fig. 7 - Curve SOAR del BUX82 con indicati i vari cicli di funzionamento del transistore. La linea $P_{tot\,max}$ tratteggiata è valida per $T_{mb} \leqslant 60$ °C.

I Zona di funzionamento ammessa in corrente continua.

II Estensione ammessa per funzionamento con impulso ripetitivo.

III Regione di funzionamento ammessa durante la condizione di conduzione di ciascun transistore del convertitore (condizioni $t_p \leqslant 0,3$ µs; $R_{BE} \leqslant 100\,\Omega$).

IV Il funzionamento con impulso ripetitivo è ammesso in questa zona soltanto nel caso in cui $V_{BE} \leqslant 0$V; e $t_p \leqslant 2$ ms.

Il pilotaggio del transistore-interruttore

Il transistore pilota TR1 (fig. 1) provvede ad invertire e ad amplificare il segnale rettangolare fornito dal circuito integrato *TDA 1060*; il condensatore C8 in serie alla base di TR1 non fa altro che aumentare la *velocità di propagazione* dell'impulso. Quando il transistore TR1 viene portato in conduzione da questo impulso, automaticamente nel trasformatore T2 viene immagazzinata energia magnetica che provvederà a pilotare direttamente il transistore-interruttore TR2 non appena il transistore TR1 risulterà bloccato. Il condensatore posto in base del transistore TR2 non fa altro che fornire alla base di questo transistore un impulso con *fronte ripido* per cui il BUX82 entrerà immediatamente in conduzione con un minimo di perdite.

Quando TR1 ricomincia a condurre, la tensione ai capi di T2 cambia di polarità, di conseguenza, la corrente di base tenderà a scendere a valori negativi. Il tempo impiegato per scendere a questi livelli negativi (decay time) è determinato dall'induttanza di base L2 e dall'induttanza dispersa di T2; esso corrisponde al tempo richiesto da TR2 per consentire lo svuotamento delle cariche dalla giunzione base-collettore. Avvenuto questo svuotamento, l'induttanza in serie alla base produrrà una tensione inversa elevata che porterà la giunzione base-emettitore ad un rapido bloccaggio del passaggio delle cariche (turn-off); tale bloccaggio avverrà con perdite molto basse.

La costante di tempo C1R2 è più piccola del tempo di bloccaggio di TR1 per cui, quando TR1 entrerà nuovamente in conduzione, potremo avere a disposizione una efficiente tensione di bloccaggio (circa —5 V sul secondario di T2).

La rete R1C2 serve a sopprimere pericolosi transitori che diversamente potrebbero verificarsi all'atto del bloccaggio TR1.

Controllo della tensione di uscita dell'alimentatore e circuiti di protezione

Questo controllo è effettuato dal circuito integrato *TDA 1060* e da pochi altri componenti esterni. Oltre a stabilizzare la tensione di uscita, il circuito integrato *TDA 1060* fornisce queste altre importanti funzioni:

— una « partenza dolce », e cioè, un aumento graduale del ciclo di utilizzazione (duty cycle) del transistore; ciò permette di eliminare pericolose *correnti di spunto* specialmente nei condensatori di grande capacità;
— limitazione di corrente;
— un circuito di protezione veloce nei confronti di eventuali cortocircuiti;
— una efficace protezione nei confronti della saturazione a cui potrebbe andare incontro il trasformatore di uscita, protezione che può essere utilizzata anche nei confronti di fenomeni di sovratensione;
— protezione nel caso di collegamento errato dell'anello di reazione del circuito;
— possibilità di regolare sul massimo valore il ciclo di utilizzazione (duty factor).

Il circuito d'uscita

I collegamenti tra il secondario del trasformatore di uscita e i diodi ivi presenti devono essere più corti possibile. Infatti, una eventuale eccessiva *induttanza dispersa* introdotta da questi collegamenti produrrebbe ai capi dei diodi valori elevati di tensioni *ringing*. Eventuali collegamenti lunghi potrebbero inoltre aumentare *l'induttanza di commutazione* producendo in questo modo un'effettiva diminuzione del massimo valore del ciclo di utilizzazione (duty factor) del transistore-interruttore con il risultato finale di avere delle perdite nella tensione di uscita.

Per compensare questi inconvenienti è opportuno scegliere un rapporto spire del trasformatore abbastanza basso, la qual cosa però, in alcuni casi, tenderebbe ad aumentare la corrente di picco del collettore.

Il condensatore di livellamento presente nel circuito di uscita deve essere « avvitato » entro le barre di rame della tensione di uscita; anche questo particolare serve a ridurre al minimo le induttanze parassite, e di conseguenza, a ridurre l'alternata residua in alta frequenza eventualmente sovrapposta alla tensione continua di uscita.

Il trasformatore di uscita T1

Questo trasformatore ha un nucleo in ferroxcube con gradazione 3C8 tipo EC52/24/14; non ha alcun traferro. Il rapporto spire tra primario e secondario è 14,4 : 1; l'induttanza del primario ammonta a circa 12 mH. Può raggiungere, in condizioni di lavoro, una temperatura di 440 °C. In figura 2 è indicata, in sezione, la bobina di questo trasformatore.

Il trasformatore pilota T2

Anche questo trasformatore è fatto con un nucleo di ferroxcube, gradazione 3C8, tipo UU-15/22/6; anch'esso non possiede traferro. Le spire del primario sono 55, quelle del secondario sono 11.

Il trasformatore di corrente T3

Anche per questo trasformatore viene impiegato un nucleo in ferroxcube, gradazione 3C8, tipo UU-15/22/6, sprovvisto di traferro. Il primario è costituito da 1 spira di filo di rame smaltato da 1 mm.; il secondario possiede 30 spire di filo di rame smaltato da 0,22 mm.

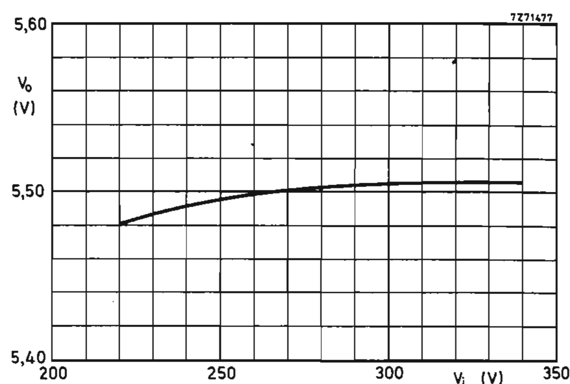


Fig. 8 - Curva di stabilizzazione della tensione di uscita in funzione della tensione di ingresso. Si riferisce ad una variazione della tensione di rete compresa tra 220 V + 10% e 220 V — 15%.

Choke di uscita L3

Questo choke possiede 13 spire costituite da una piattina di rame con dimensioni di 25 x 0,5 mm², avvolta su un nucleo in ferroxcube gradazione 3C8, tipo UU-30/50/16; la spaziatura tra le due metà del nucleo è 2,75 mm. (complessivamente quindi avremo un traferro pari a 5,5 mm.). L'induttanza ammonta a circa 14 μH. La densità di flusso è 0,3 T alla corrente di 43,5 A; la massima temperatura di lavoro può andare fino a 43 °C.

Induttanza di base L2

Questa induttanza è realizzata in aria.

Dissipatori di calore

Il transistore-interruttore BUX82 deve essere isolato dal suo dissipatore di calore mediante una rondella di mica (per esempio, tipo 56339) unitamente alla consueta pasta al silicone, buona conduttrice di calore ($R_{th\ mb-h}$ = 0,5 °C/W). Siccome, nelle peggiori condizioni di funzionamento, il valore di dissipazione del transistore-interruttore può raggiungere 12 W, per mantenere la temperatura alla giunzione sui 125 °C (temperatura ambiente 60 °C) occorrerà un dissipatore con resistenza termica con valore pari a 3,3 °C/W. (La temperatura della base di montaggio in queste condizioni sarà T_{mb} = 106 °C).

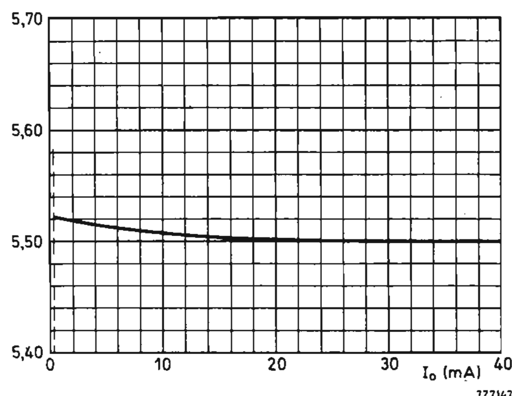


Fig. 9 - Andamento caratteristico della corrente stabilizzata nel carico.

I diodi di uscita dissipano complessivamente 27 W come valore massimo, e di conseguenza, richiederanno un dissipatore di calore comune con resistenza termica pari a 1,8 °C/W.

Oscillogrammi

Le figure da 3 a 5 illustrano il funzionamento del transistore-interruttore BUX82. L'oscillogramma riportato in figura 6 dà un'idea della dissipazione del transistore. La potenza dissipata quando il transistore-interruttore si trova in conduzione può essere ridotta rendendo molto ripido e netto il fronte *anteriore* dell'impulso di pilotaggio applicato in base. Al contrario, le perdite che si hanno quando il transistore entra in fase di bloccaggio possono essere ridotte mediante opportuna rete di rallentamento.

SOAR

In base alla figura 7, la quale indica una serie di curve indicanti il ciclo di funzionamento del BUX82, si vede che il transistore-interruttore funziona in questo circuito entro i limiti stabiliti da questi diagrammi.

Prestazioni dell'alimentatore

1) *Rendimento*

	perdite (in watt)
— choke	4,2
— trasformatore	4,5
— diodi di uscita (funzionamento nelle peggiori condizioni)	27
— transistore (funzionamento nelle peggiori condizioni)	12
— reti antiringing e di rallentamento	10
— circuito di controllo della tensione di uscita e pilotaggio della base	4,8
totale	62,5

Il rendimento con 5,5 V, 40 A di uscita sarà pertanto 220/282,5 = 78%.

2) *Andamento della tensione di uscita*

Le figure 8 e 9 indicano l'andamento della tensione di uscita in funzione della tensione di ingresso e della corrente di uscita. Da queste risulta che la tensione di uscita tende a variare di soli 30 mV entro tutto il campo delle possibili variazioni della tensione di rete, e di circa 20mV quando la corrente nel carico scende da 40 A (valore nominale) a poche decine di ampere.

3) *Alternata residua sulla tensione di uscita e risposta al transitorio*

Il valore picco-picco dell'alternata residua di alta frequenza presente sulla tensione continua di uscita è di 30mV con un carico con valore nominale. Una variazione improvvisa pari al 90% del valore nominale della corrente nel carico produrrebbe un transitorio massimo di 0,4 V nella tensione di uscita.

4) *Tempo di risposta*

Il tempo di risposta è 250 μs per una variazione improvvisa del 90% della corrente nel carico rispetto al valore nominale.

5) *Ingresso della tensione di rete*

I limiti massimi della tensione di rete vanno da 220 V + 10% a 220 V — 15% con una caduta di mezzo ciclo della frequenza della tensione di rete. La frequenza di rete può variare fra 50 Hz e 400 Hz.

6) *Temperatura ambiente*

La massima temperatura ambiente è 60 °C massima.

Riferimenti

Technical Note Elcoma
autore: G. van Dijk

Due alimentatori a commutazione d'impiego generale

Tensione/corrente d'uscita: 24 V / 12 W
24 V / 240 W

Nel primo alimentatore a commutazione viene impiegato un convertitore ad interdizione (flyback); nel secondo, un convertitore a conduzione (forward). In appendice si dà una sommaria descrizione del principio di funzionamento di questi due tipi di convertitori.

In fig. 1 si può vedere il circuito di un alimentatore a commutazione da 24 V/12 W con convertitore a interdizione (flyback). L'ingresso è da rete 220 V_{ca}. L'uscita è 24 V_{cc} con una corrente che può andare fino a 0,5 A. L'impiego del TDA 1060 consente di mantenere fissa la tensione d'uscita per variazioni di carico che possono andare dal 70 al 100% ($I_{o\,min}$ = 0,35 A). La frazione della tensione d'uscita (tensione di reazione) che deve essere applicata al terminale 3 del TDA 1060 viene ricavata da un terzo avvolgimento presente nel trasformatore d'uscita dell'alimentatore. Da questo avvolgimento viene ricavata anche la tensione di alimentazione dell'integrato nonchè quella necessaria allo stadio pilota del transistore-interruttore (il transistore di potenza BUX 86). C'è da osservare che al momento della messa in funzione dell'alimentatore, il TDA 1060 non può avere praticamente la necessaria tensione di alimentazione in quanto quest'ultima, come già detto, viene prelevata dal trasformatore finale, e questi, ovviamente al momento dell'accensione dell'alimentatore, non è energizzato. All'alimentazione dell'integrato nei primissimi istanti dopo la messa in funzione dell'alimentatore provvederà però il circuito formato da TR1, D3, R2 il quale cesserà la sua funzione non appena il trasformatore d'uscita comincerà a lavorare. Infatti, appena il diodo D6 comincerà a lavorare, al diodo D3 verrà applicata una tensione positiva che portandolo in conduzione, cortocircuiterà il transistore TR1. Da questo momento in avanti, al terminale 1 del TDA 1060 perverrà solo la tensione di alimentazione fornita tramite D6 dal terziario del trasformatore d'uscita.

Le prestazioni di questo alimentatore sono indicate nelle figure 2, 3 e 4. Le curve a e b di fig. 2 indicano la variazione della tensione (V_o) ai capi del carico nel caso di massima (V_i = 375 V_{cc}) e minima (V_i = 240 V_{cc}) tensione raddrizzata d'ingresso.

Per una normale variazione di corrente nel carico (e cioè una variazione compresa tra 0,35 e 0,5 A) la massima variazione della tensione d'uscita risulta inferiore a 200 mV (<1%). Se l'uscita dell'alimentatore non è caricata, la tensione d'uscita potrà aumentare fino al 10% del valore nominale. Se questa situazione non è tollerabile occorrerà o inserire un carico fisso o riprogettare il trasformatore d'uscita in modo da adattarlo ad una gamma di valori di carico più esteso. A titolo di curiosità, la curva c di fig. 2 indica la variazione della tensione d'uscita in funzione della corrente d'uscita nel caso in cui la tensione di reazione venga prelevata direttamente dall'uscita dell'alimentatore (in questo caso si tratta di un alimentatore non isolato dalla rete).

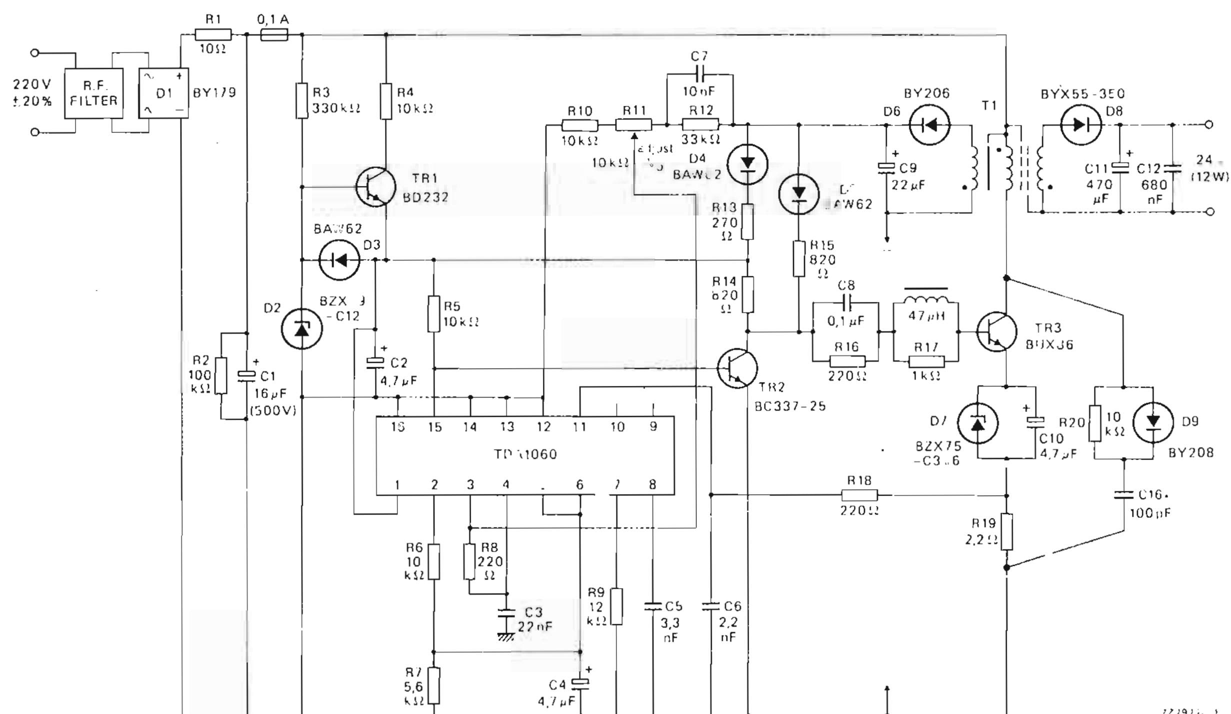


Fig. 1 - Alimentatore a commutazione da 24 V / 12 W d'uscita. Impiega un convertitore a interdizione (flyback)

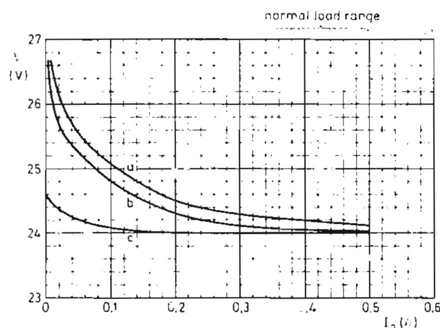


Fig. 2 - Variazioni della tensione d'uscita (V_o) in funzione della corrente del carico (I_o). curva a = V_i = 375 V_{cc} (tensione di rete superiore del 20% al valore nominale); curva b = V_i = 240 V_{cc} (tensione di rete inferiore del 10% al valore nominale). curva c = ingresso di controllo preso direttamente dalla tensione di uscita

La fig. 3 indica le variazioni della tensione d'uscita nelle condizioni di massimo carico (0,5 A). La variazione massima della tensione d'uscita è 200 mV (<1%) e si verifica per variazioni della tensione d'ingresso (V_i) corrispondenti a loro volta a variazioni del ±20% della tensione di rete di 220 V.

La fig. 4 riporta il rendimento di questo alimentatore in funzione delle variazioni della tensione d'ingresso (V_i) prodotte da una corrispondente variazione di ±20% della rete a 220 V. Il rendimento varia da 79,5 a 85,5%.

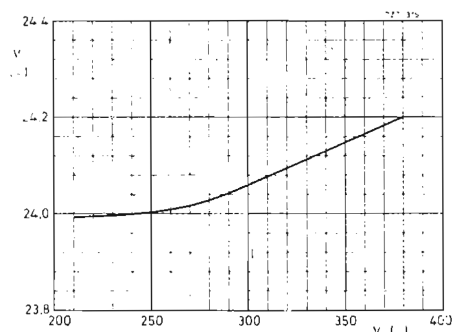


Fig. 3 - Variazioni della tensione d'uscita in funzione della tensione d'ingresso (variabile entro —20% +20% rispetto alla tensione di rete 220 V_{eff})

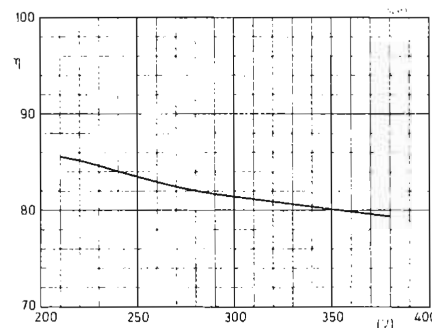


Fig. 4 - Rendimento in funzione della continua d'ingresso del convertitore (V_i) (la curva comprende variazioni di V_i oscillanti tra ± 20% rispetto al valore nominale della rete a 220 V)

Alimentatore stabilizzato a commutazione da 24 V / 240 W, impiegante un convertitore a conduzione (forward)

E' riportato in fig. 5. E' alimentato dalla rete a 220 V, e fornisce un'uscita di 24 V a 10 A. Siccome questo alimentatore prevede la stabilizzazione sia della tensione che della corrente d'uscita, il controllo dovrà essere effettuato con prelievo dal secondario del trasformatore d'uscita. L'isolamento dalla tensione della rete è previsto a livello del trasformatore d'uscita, del trasformatore pilota (un componente standard) e del piccolo trasformatore di rete che fornisce +20 V per i circuiti rispettivamente di controllo e di pilotaggio.

La tensione di reazione, ricavata dal partitore di tensione R20, R21, R22, viene applicata all'ingresso dell'amplificatore di errore (terminale 3 del TDA 1060). Il guadagno di anello dell'amplificatore di errore viene fissato sia da R17 che dalla resistenza della sorgente determinata da R18 e dalla resistenza in parallelo che si ha nel punto di collegamento tra R21 e R22 del suddetto partitore. Come in precedenza illustrato, il guadagno dell'anello chiuso dell'amplificatore di errore è dato da

$$A_c = \frac{A_o}{1 + \beta A_o} \approx 62,5 \approx 36 \text{ dB}$$

nella quale A_o è il guadagno ad anello aperto, e cioè 60 dB (1000) e

$$\beta = \frac{R_{sorgente}}{R17}$$

La fig. 8a indica che con un condensatore compensatore di frequenza da 22 nF, si ha una frequenza passabasso pari a 10 kHz. E' possibile trascurare l'influenza di quest'ultima sullo sfasamento di tutto l'anello in quanto la frequenza di tutto l'anello è determinata dall'induttanza del choke d'uscita L2 e dal valore del condensatore di livellamento C17. Se L2 = 320 µH e C17 = 4700 µF, la frequenza che attraversa l'anello sarà:

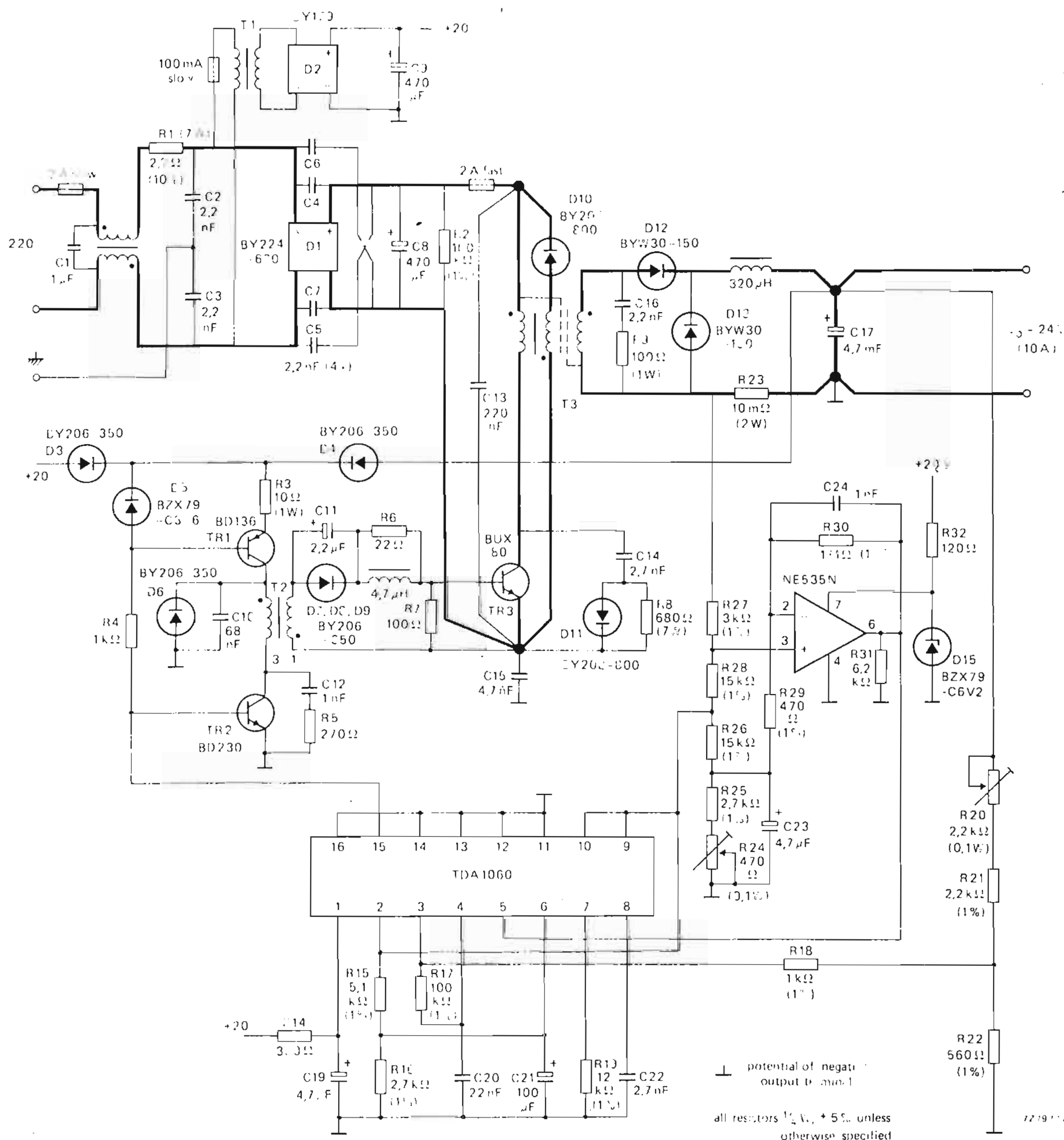


Fig. 5 - Alimentatore stabilizzato a commutazione da 24 V / 240 W. Il convertitore impiegato è il tipo a conduzione (forward)

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L2C17)}} \approx 130 \text{ Hz.}$$

La fig. 6 indica la variazione della tensione d'uscita in funzione della tensione di rete d'ingresso: il parametro è la corrente d'uscita. La variazione massima della tensione d'uscita è 90 mV (< ±0,2%) e si ha quando si verificano contemporaneamente una variazione della tensione di rete (—10%, +20% rispetto al valore nominale) e una variazione del carico da zero al massimo (10 A).

L'intensità della corrente circolante nel choke di uscita può dare un'ottima indicazione sul valore della corrente d'uscita dell'alimentatore e sulla corrente di collettore del transistore-interruttore. Converrà pertanto rivelarla e usarla per la regolazione della corrente e per il sistema di protezione contro le sovracorrenti. In pratica, questa corrente viene rivelata da un ponticello a filo (R23) da 10 mΩ. La tensione che si forma ai capi di questo "particolare resistore" (≈ 100 mV a pieno carico) viene confrontata nell'amplificatore operazionale NE535 con una tensione di riferimento; la suddetta tensione di riferimento si ricava ai capi dei resistori R24 e R25 alimentati da V_r ricavato al terminale 2 del TDA 1060. L'uscita dell'operazionale NE 535 viene applicata ad uno degli ingressi del modulatore (PWM), più precisamente al terminale 5 del TDA 1060.

Il comportamento di questo circuito è illustrato dalla caratteristica d'uscita V/I, curva B in fig. 7. La curva A di questa stessa figura è stata ottenuta impiegando, come sensore di corrente, un trasformatore collegato in serie al collettore del transistore-interruttore; l'uscita del trasformatore era stata collegata in questo caso all'ingresso del sistema di protezione contro le sovracorrenti, e cioè al terminale 11 del TDA 1060. La figura 8 indica molto chiaramente che il sistema di regolazione della corrente impiegato nel circuito di fig. 5 ha una risposta molto pronta, e pertanto è in grado di proteggere il transistore-interruttore in caso di cortocircuito dei morsetti di uscita dell'alimentatore. La fig. indica anche che la corrente non presenta fenomeni di sovraoscillazione in caso di cortocircuito dell'uscita.

La fig. 9 riporta la curva del rendimento dell'alimentatore. A pieno carico, l'alimentatore ha un rendimento superiore al 90%. Il rendimento rimane al di sopra del 70% quando il carico viene ridotto al 20% del massimo.

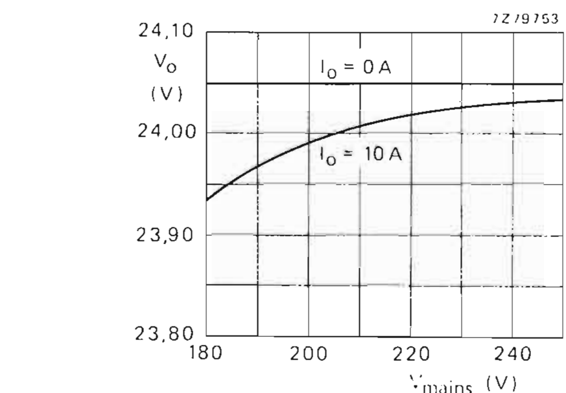


Fig. 6 - Variazioni della tensione d'uscita in funzione della tensione di rete d'ingresso. Come parametro è stata assunta la corrente d'uscita (I_o)

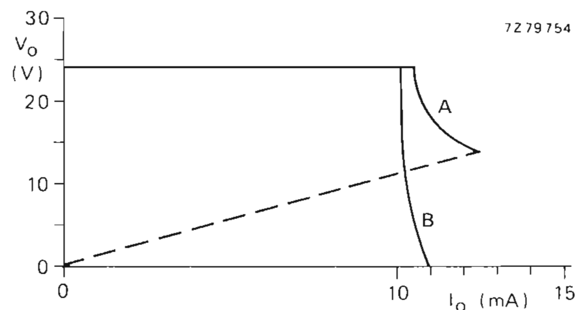


Fig. 7 - Caratteristica V/I d'uscita. La curva A è stata ottenuta inserendo in serie al collettore del transistore-interruttore il primario di un trasformatore con funzione di "sensore di corrente". La curva B è stata ottenuta rivelando il valore della corrente circolante nel choke d'uscita

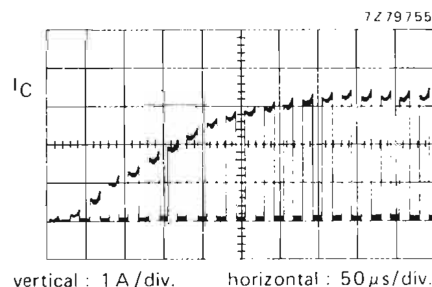


Fig. 8 - Risposta del circuito di protezione contro le sovracorrenti (la risposta va dalla condizione di assenza di carico alla condizione di cortocircuito)

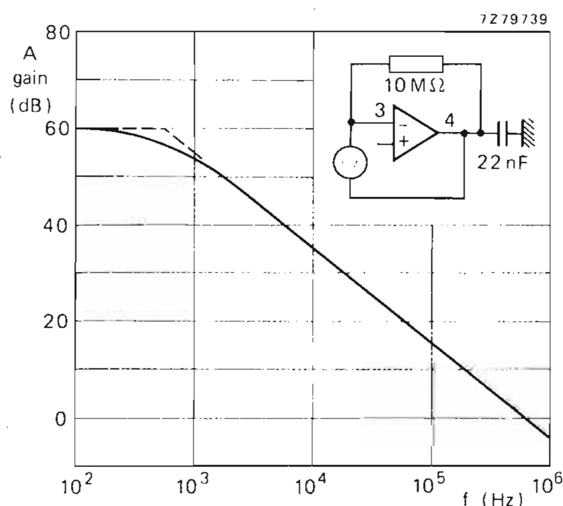


Fig. 8a - Risposta in frequenza dell'amplificatore di errore con compensazione

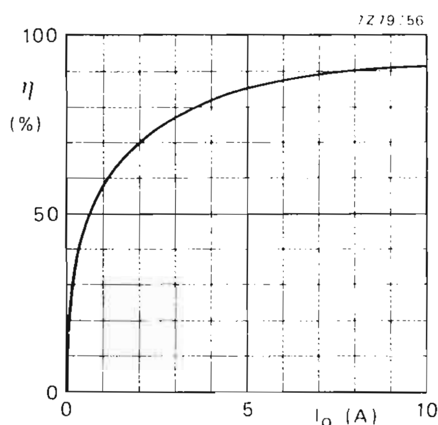


Fig. 9 - Rendimento dell'alimentatore in funzione della corrente d'uscita

Alimentatore a commutazione con due convertitori forward o in controfase

I cosidetti convertitori doppi o in controfase non sono altro che due convertitori forward collegati in parallelo e pilotati alternativamente. La fig. 10 indica molto chiaramente come circuiti integrati standard siano sufficienti ad "inviare alternativamente gli impulsi di uscita del TDA 1060 ai due circuiti di pilotaggio dei due convertitori. I richiesti circuiti di protezione e di simmetrizzazione, i quali, come è noto, servono a far funzionare correttamente i convertitori in controfase, non sono indicati in figura.

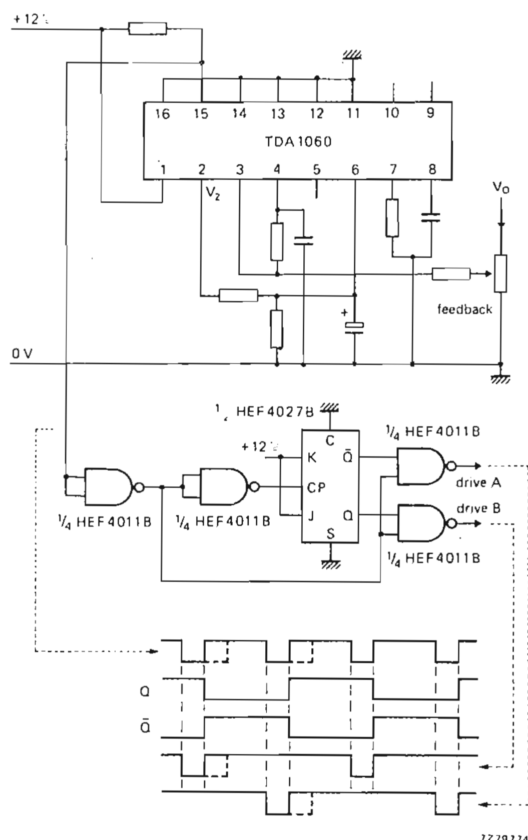


Fig. 10 - Circuito di canalizzazione degli impulsi per un alimentatore stabilizzato impiegante un convertitore doppio forward o un convertitore in controfase

APPENDICE: PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEI CONVERTITORI A INTERDIZIONE (FLYBACK) E A CONDUZIONE (FORWARD)

Scopo di un alimentatore stabilizzato è quello di trasformare la tensione alternata di rete applicata al suo ingresso in una tensione *continua stabilizzata* alla sua uscita. Per raggiungere questo scopo, la tensione di rete viene dapprima raddrizzata e poi applicata ad un convertitore cc/cc a fattore di utilizzazione variabile.

I tipi di convertitori impiegati più comunemente sono:

— il tipo flyback o a interdizione

— il tipo forward o a conduzione

Nel primo tipo di convertitore (fig. 1), l'energia viene applicata ad una induttanza (choke) durante il tempo in cui il transistore-interruttore conduce (on-period), e *successivamente applicata al carico* durante il tempo in cui il transistore-interruttore è bloccato (off-period). Il nome "flyback" dato a questo convertitore sta ad indicare appunto che l'energia viene in questo caso, applicata al carico durante il "ritorno", e cioè quando il transistore-interruttore non conduce.

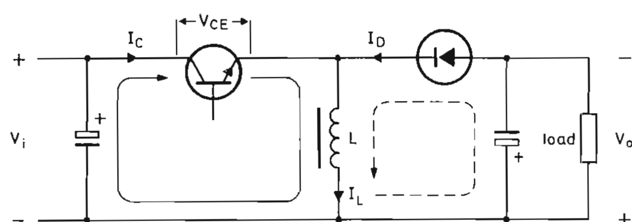
Nel secondo tipo di convertitore (fig.2), l'energia viene immagazzinata in una induttanza (choke) e *applicata nello stesso tempo al carico* durante il tempo in cui il transistore-interruttore conduce (on-period). Da qui il nome "forward" dato a questo tipo di convertitore in quanto in questo caso il diodo D risulta polarizzato *in senso diretto*: e di conseguenza, fa circolare corrente nel carico.

Lo schema di principio di un convertitore *flyback* è riportato in fig. 1. Quando il transistore-interruttore conduce, il diodo risulta polarizzato in senso inverso, e tutta l'energia verrà immagazzinata nell'induttanza (choke). Quando il transistore cessa di condurre, la tensione ai capi dell'induttanza L cambierà polarità, il diodo comincerà a condurre, e l'energia immagazzinata nel choke L verrà trasformata in una corrispondente carica elettrostatica immagazzinata nel condensatore d'uscita.

E' evidente che variando il *tempo di conduzione - o (fattore di utilizzazione δ)* - del transistore-interruttore sarà possibile variare corrispondentemente l'energia immagazzinata nell'induttanza, e di conseguenza, la tensione d'uscita. *Questo è infatti il principio di funzionamento dell'alimentatore stabilizzato a commutazione.*

In un convertitore flyback, *tutta* l'energia trasferita nel condensatore d'uscita si trova inizialmente immagazzinata nell'induttanza L (choke). Per questo motivo sarà possibile aggiungere al choke un avvolgimento *secondario* raggiungendo in questa maniera lo scopo di separare galvanicamente l'ingresso e l'uscita dell'alimentatore (alimentatore separato dalla rete).

L'aggiunta del secondario può però dare origine a fenomeni di "ringing" della tensione emettitore-collettore del transistore-interruttore; ciò potrà però essere evitato realizzando un accoppiamento molto stretto tra primario e secondario del choke; in questa maniera si riduce infatti l'induttanza dispersa, origine del suddetto fenomeno.



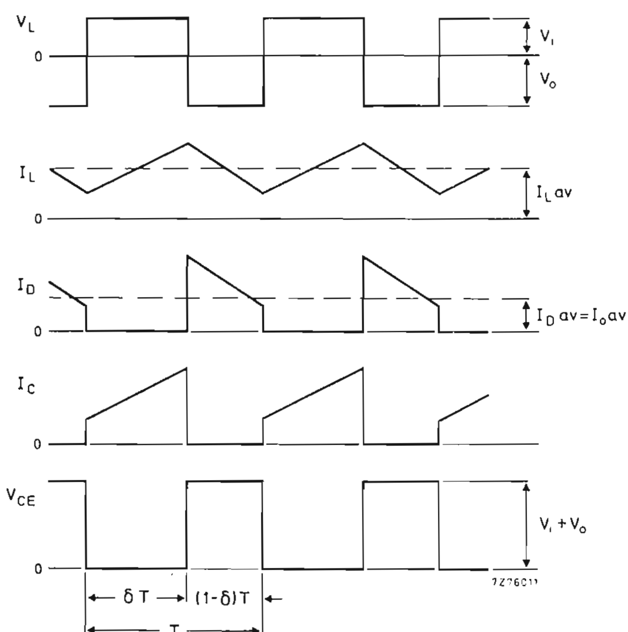


Fig. 1 - Circuito di principio di un convertitore cc/cc ad interdizione (flyback) e relative forme d'onda. In questo e nell'altro circuito di principio, la freccia a tratto continuo indica il percorso della corrente quando il transistore-interruttore conduce; la freccia a tratti discontinui indica invece il percorso della corrente quando il transistore-interruttore è bloccato. Normalmente, se il choke ha più di un avvolgimento, esso viene rappresentato negli schemi elettrici con il simbolo grafico del trasformatore, nonostante la sua vera funzione sia quella a cui abbiamo accennato in precedenza

Per ridurre l'impedenza interna del convertitore, occorre che l'induttanza del choke sia sufficientemente elevata in maniera da essere sicuri che il diodo non possa mai essere polarizzato in senso inverso *prima* che il transistore-interruttore inizi a condurre.

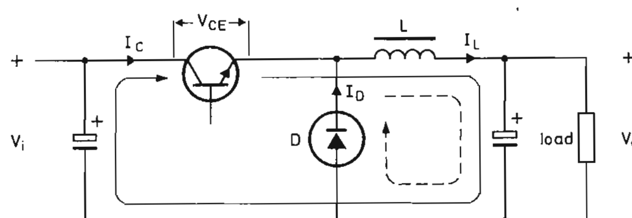
Un inconveniente di questo tipo di convertitore è che il condensatore d'uscita viene caricato *solo* durante il tempo in cui il transistore-interruttore *non* conduce. La corrente alternata di carica del condensatore (e di conseguenza, l'ondulazione residua) risulterà molto più intensa che in un convertitore tipo "forward".

Uno schema di principio di quest'ultimo è riportato in fig. 2. In questo caso, quando il transistore-interruttore conduce, il diodo D risulta polarizzato in senso inverso, il condensatore d'uscita si carica e l'energia verrà immagazzinata nell'induttanza L (choke). Quando il transistore-interruttore cesserà di condurre, la tensione ai capi del choke invertirà la sua polarità, il diodo potrà condurre, e l'energia previamente immagazzinata nel choke verrà trasformata in una corrispondente carica elettrostatica immagazzinata nel condensatore d'uscita. Anche in questo caso, variando il *tempo di conduzione* del transistore-interruttore (o fattore di utilizzazione δ), si varierà, in ultima analisi, l'energia immagazzinata nel condensatore d'uscita.

Abbiamo visto che il diodo consente di continuare a trasferire energia nel condensatore d'uscita anche quando il transistore-interruttore non conduce per questa sua funzione viene chiamato "diodo volano". Siccome quando il diodo volano conduce la tensione ai capi del choke è uguale alla tensione stabilizzata d'uscita, sarà sempre possibile ottenere valori di tensione stabilizzata *più bassi* semplicemente accoppiando al choke un secondario munito di diodo raddrizzatore. Quando si fa ciò, bisogna tener presente che qualsiasi carico applicato a questo "secondario" tenderà a ridurre l'energia trasferita al condensatore d'uscita. Anche in questo caso, per ridurre l'impedenza interna del convertitore occorrerà che il diodo volano non venga polarizzato in senso inverso prima che il transistore-interruttore inizi a condurre.

L'isolamento dalla rete di questo tipo di convertitore si può ottenere solo mediante aggiunta di un trasformatore di potenza e di un diodo di potenza.

E.C.A. Philips/Elcoma



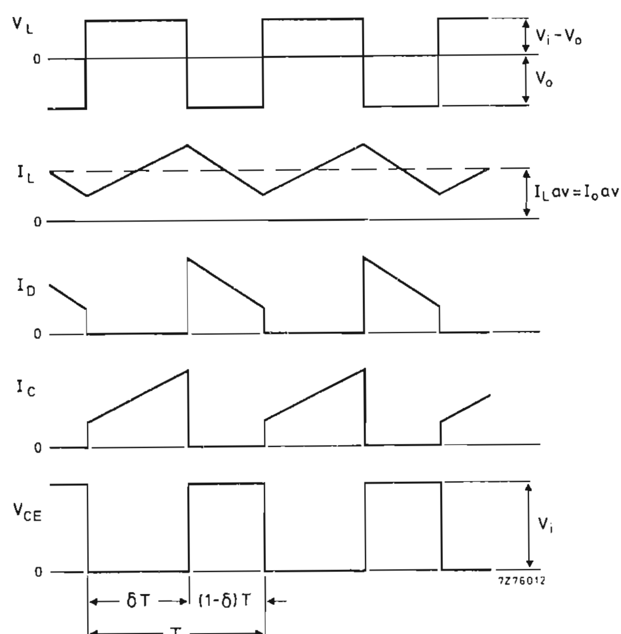


Fig. 2 - Circuito di principio di un convertitore cc/cc a conduzione (forward) e relative forme d'onda

Alimentatore a commutazione
Tensione/corrente d'uscita: 150 V / 1 A

Gli alimentatori a commutazione stanno sostituendo sempre di più gli alimentatori convenzionali del tipo serie o parallelo. Ciò è dovuto al maggior rendimento che essi sono in grado di dare, alle loro più ridotte dimensioni, ed infine al loro minor costo. Questo « cambio di politica » nel progetto degli alimentatori è dovuto al fatto che solo oggi sono finalmente disponibili i componenti principali per la realizzazione di questo tipo di alimentatore (e cioè nuclei in ferrite, transistori per alte tensioni, diodi veloci, condensatori ecc.). In questo articolo se ne descrive uno con potenza di uscita di 150 W. (150 V/1A).

Per tensioni di uscita intorno ai 100 V e per potenze di uscita di media grandezza, l'alimentatore stabilizzato a commutazione (switched-mode) con convertitore di tipo *flyback* è quello che, per la sua semplicità, dà i migliori risultati. L'alimentatore a commutazione che qui di seguito descriveremo effettua la stabilizzazione (regolazione) della tensione di uscita mediante un *avvolgimento* di reazione separato, presente sullo stesso trasformatore di uscita. Questa particolarità consente di alimentare direttamente mediante la tensione di rete raddrizzata sia il modulo di comando dell'alimentatore stabilizzato (e cioè il circuito integrato TDA 2640) sia lo stadio che pilota la base del transistore-interruttore dell'alimentatore, e cioè, il transistore di potenza BDY 93.

Questo alimentatore stabilizzato a commutazione oltre a presentare una netta separazione della tensione della rete, possiede queste caratteristiche principali:

a) la tensione alternata di ingresso può andare da 220 V — 15% a 220 V + 20%.

b) Il carico può oscillare da un valore di 100 W a 150 W.

c) La tensione di uscita ha il valore di 150 V ± 0,5% entro le variazioni di rete e del carico in precedenza specificate.

d) Il rendimento è del 75% con un carico di 150 W.

e) Il circuito è protetto nei confronti sia di eventuali corto-circuiti dei morsetti di uscita sia di un'eventuale assenza del carico.

Alcuni criteri di progetto

E' stata scelta la frequenza di lavoro di circa 20 kHz. Facciamo subito presente che un componente molto importante del convertitore flyback è costituito dal *trasformatore di uscita* (choke). Il calcolo del *rapporto spire* ingresso / uscita, e parimente quello concernente l'induttanza del primario sono stati effettuati secondo i seguenti criteri.

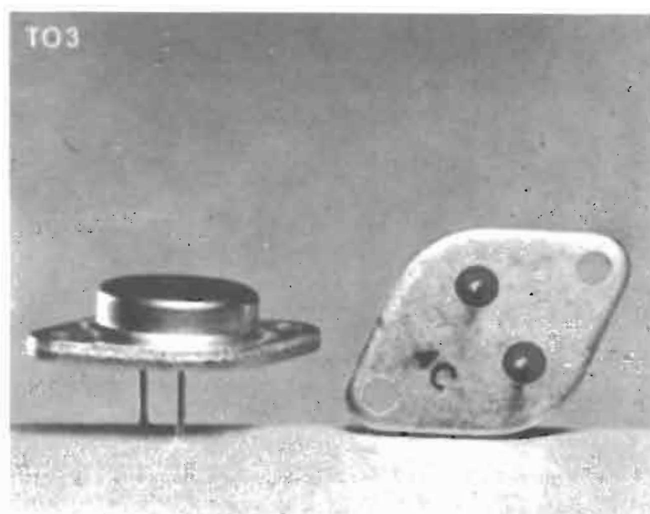


Fig. 1 - Transistore BDY93 impiegato come transistore-interruttore nell'alimentatore stabilizzato a commutazione da 150 V/1 A.

Fig. 1 a - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato a commutazione da 150 V/1 A. Il nucleo del trasformatore T1 viene collegato al + dell'alta tensione. I collegamenti ai punti A.....E, devono essere effettuati come indicato nello schema, e devono essere più corti possibile.

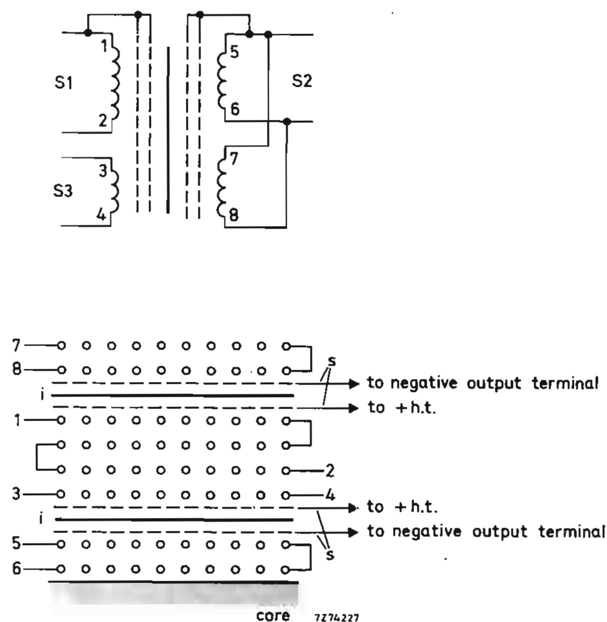


Fig. 2 - Struttura schematica del trasformatore di uscita T1; s = schermo; i = isolamento.

1-2 = 2 × 80 spire in parallelo di filo di rame smaltato da 0,4 mm;

3-4 = 2 × 16 spire in parallelo di filo di rame smaltato da 0,4 mm;

5-6 = 2 × 60 spire in parallelo di filo di rame smaltato da 0,35 mm;

7-8 = 2 × 60 spire in parallelo di filo di rame smaltato da 0,35 mm.

Larghezza dell'avvolgimento 26 mm; ***coppia di nuclei in*** *ferrite tipo E55/28/25 3C8 con traferro di 0,22* ***mm.***

Innanzitutto, per avere una corrente di collettore più bassa possibile è necessario assegnare al *rapporto spire n* un valore più elevato possibile. Tale rapporto subisce però una certa limitazione da parte della tensione di picco di collettore (600 V) ammissibile dal transistore-interruttore BDY 93 durante la fase di conduzione (o chiusura) del medesimo.

Tenendo in conto un margine di sicurezza di 30 V, il rapporto spire si può valutare nella seguete maniera:

$$V_{i\,max} + nV_o = 570\ V$$

Nella precedente espressione, $V_{i\,max}$ rappresenta il valore di picco più elevato della tensione continua raddrizzata di ingresso (370 V) mentre V_o rappresenta la tensione di uscita dall'alimentatore (150 V).

In base ai suddetti valori e alla precedente espressione, il rapporto spire sarà:

$$n = 1{,}35.$$

Per avere una *induttanza dispersa* più bassa possibile è necessario che anche l'induttanza L1 abbia un valore molto basso. Questa precauzione contribuirà indubbiamente a ridurre al minimo i transitori di commutazione ed avere nello stesso tempo un ottimo accoppiamento tra gli avvolgimenti secondario e di reazione presenti sul trasformatore, tutto a vantaggio di una perfetta regolazione della tensione di uscita dell'alimentatore. Inoltre, l'induttanza L1 deve avere un valore molto basso per il semplice fatto che anche nelle condizioni di massima tensione di ingresso e di minimo carico si deve avere sempre circolazione di corrente nel choke. (Infatti, nel caso nel choke non avessimo circolazione continuativa di corrente ma bensì interruzione della medesima, succederebbe che, per un dato ciclo di utilizzazione, la tensione di uscita varierebbe considerevolmente al variare del carico).

Tenendo presente le suddette osservazioni, potremo calcolare il valore minimo della induttanza L1 con la seguente formula:

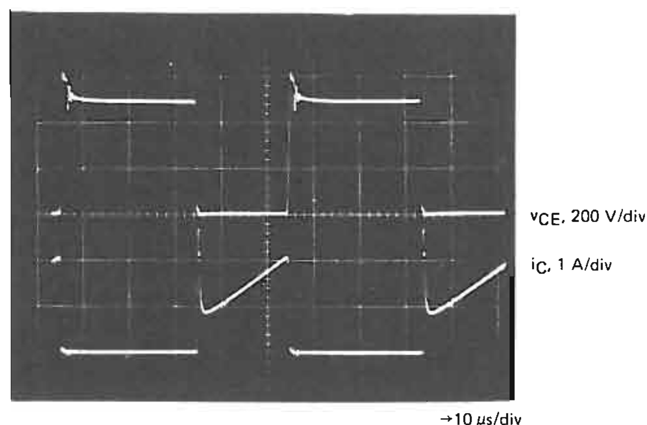
$$L1_{min} = \frac{V^2_{i\,max}\,\delta^2_{min}\,T}{2P_{o\,min}}$$

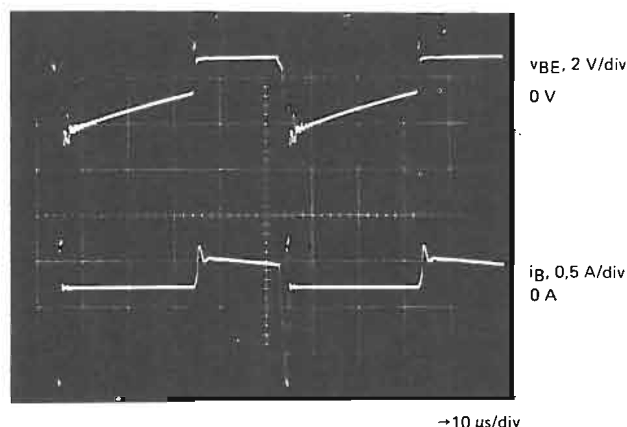
nella quale δ_{min}, (minimo ciclo di conduzione o utilizzazione) è dato da:

$$\delta_{min} = \frac{n\,V_o}{n\,V_o + V_{i\,max}}$$

(il ciclo di conduzione — *duty cycle* — non è altro che il tempo di conduzione del transistore - interruttore BDY 93 *diviso* per il tempo del ciclo, vale a dire, la durata del periodo della frequenza di lavoro dell'alimentatore).

In base alle precedenti espressioni, nel caso in cui $\delta_{min} = 0{,}35$, $T = 50\,\mu s$ alla frequenza di 20 kHz, e $P_{o\,min} = 100\ W$, troviamo che l'induttanza minima $L1_{min}$ è uguale a 4,2 mH. Quando l'induttanza L1 possiede questo valore, il picco più elevato della corrente di collettore che può verificarsi nel caso di carico nominale e valore più basso della tensione di rete, assume il valore di 2,2 A.





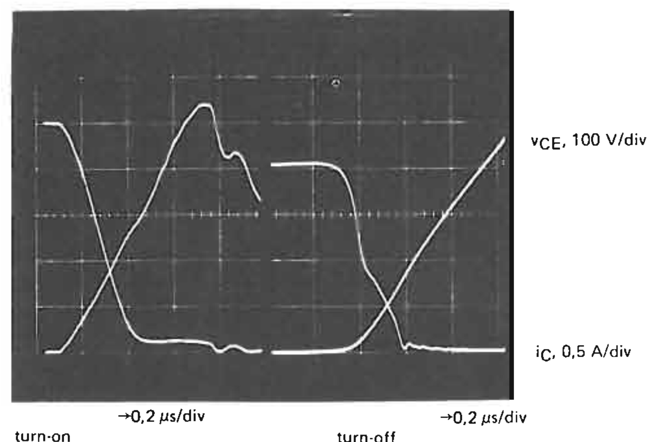


Fig. 3 - Forme d'onda presenti sul transistore-interruttore BDY93; tensione di alimentazione della rete = 220 V; carico = 150 W.

Il circuito

La fig. 1 riporta lo schema elettrico completo dell'alimentatore stabilizzato a commutazione con tensione di uscita di 150 V e corrente di 1 A. La rete formata da C16/D12/R33 serve a *rallentare* l'aumento della tensione di collettore del transistore-interruttore BDY 93 in fase di bloccaggio; in questa maniera viene ridotta considerevolmente la potenza dissipata durante la fase di bloccaggio del transistore. I «guizzi»

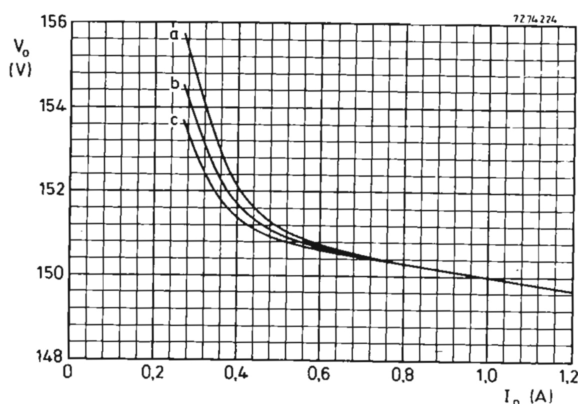


Fig. 4 - Curve di regolazione della tensione di uscita per differenti valori della tensione di alimentazione di rete; (a) = 269 V, (b) = 220 B, (c) = 190 V.

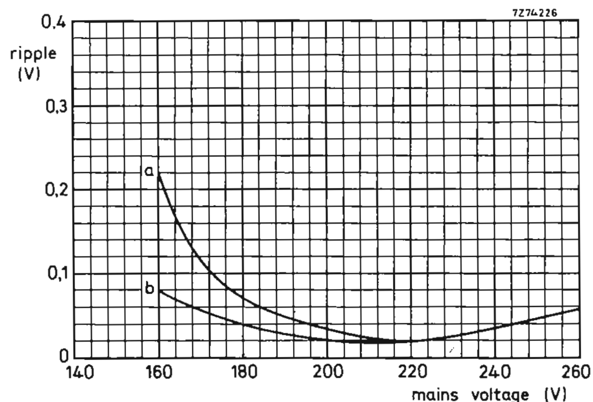


Fig. 6 - Alternata residua di rete in valore picco-picco per la tensione di uscita c.c. nominale, in funzione della tensione di rete per potenza di uscita di 150 W (a).

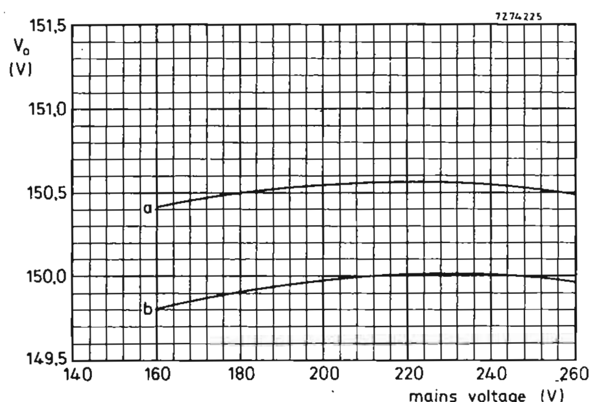


Fig. 5 - Tensione di uscita in funzione della tensione di rete nel caso la potenza di uscita sia uguale a 100 W (a) oppure 150 W (b).

di tensione sul collettore del transistore-interruttore dovuti alla commutazione vengono in parte annullati dalla rete raddrizzatrice di picco formata da R22/C14/D9. Il trasformatore di uscita T1 possiede una induttanza dispersa molto bassa, e questo contribuisce notevolmente al buon funzionamento del circuito.

La bobina posta in serie al collettore L1 ha il compito di ridurre la velocità di aumento della corrente di collettore; in questo modo vengono ridotte considerevolmente le perdite che si hanno nella fase di conduzione del transistore-interruttore.

Il circuito integrato *TDA 2460* provvede a tenere sotto controllo la tensione di uscita dell'alimentatore in quanto è in grado di variare, a seconda delle necessità, il tempo di conduzione del transistore-interruttore TR1 (mediante un impulso modulato in ampiezza). Lo stadio pilota TR2 provvede ad *invertire* il segnale di uscita dall'integrato TDA 2640 in maniera che il transistore-interruttore TR1 possa essere pilotato con un impulso con polarità corretta. *L'avvolgimento di reazione* S3, presente sul trasformatore T1, dovrà essere accoppiato molto strettamente al secondario del trasformatore S2. Se ciò ha luogo, il segnale raddrizzato applicato al terminale 10 dell'integrato TDA 2640, potrà riprodurre fedelmente qualsiasi variazione verificabile nella tensione di uscita dell'alimentatore. La rete integrativa formata da R31 e C19 serve a livellare in qualche modo i transitori di commutazione in modo da avere una buona regolazione. L'iniezione, tramite il resistore R36, della tensione raddrizzata di rete sull'avvolgimento di reazione (G) serve a realizzare una certa compensazione dell'alternata residua di rete.

La caduta di tensione ai capi del resistore di emettitore R28 serve a mettere in funzione, in caso di sovracorrente, il relativo circuito di protezione incorporato nell'integrato TDA 2640.

Lo stadio pilota TR2 è alimentato dalla tensione di rete raddrizzata all'ingresso. Grazie alla caduta di tensione ai capi del resistore R11, la corrente di base del transistore- interruttore TR1 non potrà variare considerevolmente al variare del tempo di conduzione del transistore-interruttore.

Qualora venisse segnalata una condizione di sovraccarico, il transistore TR2 risulterebbe saturato, e di conseguenza, bloccherebbe il transistore-interruttore TR1. Se non fosse stato inserito il diodo D8, la tensione presente ai capi del transistore T2 diventerebbe negativa a causa del fenomeno di risonanza che verrebbe ad instaurarsi tra il condensatore C1 e l'induttanza del trasformatore. Questa occorrenza potrebbe portare in conduzione il transistore-interruttore TR1 eventualmente danneggiandolo.

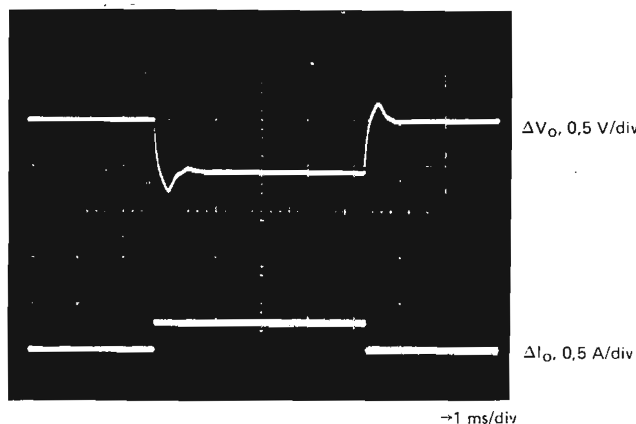


Fig. 7 - Risposta al transitorio dell'alimentatore da 150 V/1 A quando il carico passa da 100 W a 150 W.

Dissipatore di calore

La massima potenza dissipata dal transistore-interruttore a pieno carico ha il valore di 6 W. Ciò richiede una *resistenza termica* tra base di montaggio e ambiente del valore di 7 °C/W. Il diodo D13 non dissipa più di 2,4 W, e di conseguenza, richiederà una resistenza termica base di montaggio/ambiente con valore di 27 °C/W. Questi valori valgono per una temperatura ambiente di 60 °C.

Trasformatore di uscita

Il trasformatore di uscita T1 è montato su un nucleo di ferrite tipo *E55/28/25 3C8* avente un traferro complessivo di 0,44 mm. L'induttanza dell'avvolgimento primario ha il valore di circa 4,2 mH. In fig. 2 si può vedere in sezione la disposizione dei vari avvolgimenti; è assolutamente essenziale uno stretto accoppiamento tra gli avvolgimenti S2 e S3; ciò si può ottenere sistemando S3 tra gli avvolgimenti parallelati di S2.

Trasformatore pilota

Il trasformatore pilota T2 è realizzato su un nucleo *UU-20/32/7 3C8*. Il *primario* è formato da 500 spire di filo di rame smaltato da 0,125 mm.; il *secondario* è formato da 23 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm. L'induttanza del primario è 0,4 H; l'induttanza dispersa al secondario è 3 μH.

Le bobine L1 e L2 sono induttori sprovvisti di nucleo. Nella figura 3 sono riportati alcuni oscillogrammi indicanti le forme d'onda presenti sul transistore-interruttore.

PRESTAZIONI DELL'ALIMENTATORE A COMMUTAZIONE

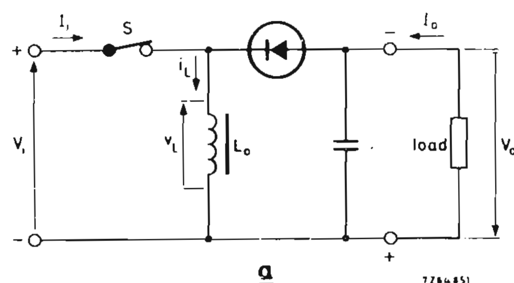
Rendimento: il rendimento ingresso c.a./uscita è del 75% alla tensione di rete di 220 V a pieno carico (150 W).

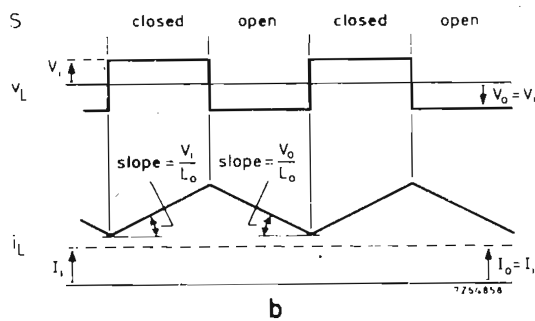
Regolazione dell'uscita: dalle curve di regolazione di uscita riportate nelle figure 4 e 5 si vede chiaramente che la tensione di uscita 150 V viene mantenuta tale entro uno scarto dello 0,4% per una variazione del carico compresa tra 100 W e 150 W e una variazione della tensione di rete di 220 V — 15% (circa 180 V) e 220 V + 20% (circa 260 V).

Risposta al transitorio: è riportata nella figura 7 nella quale si vede come una *variazione a gradino* nella corrente di uscita produce una tensione transitoria di picco all'uscita pari a 0,8 V (circa 0,5%).

Condizione di carico zero: abbiamo visto che questo alimentatore stabilizzato a commutazione è stato progettato per valori di carico compresi tra 100 e 150 W; un'eventuale rimozione di questo carico non procurrà alcun danno. Siccome il minimo tempo di conduzione ottenibile quando si impiega il circuito integrato TDA 2640 ammonta al 20%, può succedere che alcuni cicli di conduzione vengano saltati. Ciò potrà dar luogo ad un sibilo irregolare. La tensione di picco di collettore non dovrà superare i 680 V ($V_{CESM\ max}$ per il transistore BDY93 è infatti 750 V).

La temperatura ambiente non dovrà infine superare i 60 °C.





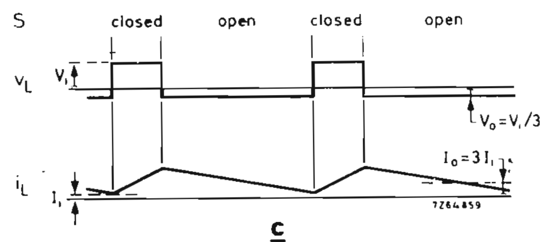


Fig. 8 - (a) Schema-base di un convertitore flyback, (b) forme d'onda riferentesi al caso di tempi di conduzione e di bloccaggio di uguale valore, (c) forme d'onda riferentesi al caso in cui il tempo di conduzione del transistore-interruttore risulta dimezzato.

Alternata residua: come si può vedere dalla fig. 6 l'alternata residua di rete all'uscita ha un valore da picco a picco inferiore a 0,1 V per tensioni di rete basse fino al valore di 180 V. L'alternata residua di alta frequenza ha il valore picco picco di 50 mV.

APPENDICE

Principio di funzionamento di un convertitore flyback

Per una completa comprensione del funzionamento di questo alimentatore a commutazione riportiamo una sommaria descrizione del principio di funzionamento di un convertitore cc/cc di tipo *flyback*; questo lo si può vedere nella figura 8 nella quale sono riportate anche alcune forme d'onda presenti nel circuito di principio; Il funzionamento è il seguente.

Quando l'interruttore S viene chiuso, la tensione di ingresso V_i viene applicata agli estremi dell'induttanza L_o, e in questa condizione, il diodo posto all'uscita, non conduce. E' evidente che fino a quando l'interruttore non verrà aperto, la corrente nell'induttanza L_o aumenterà con legge lineare; nel preciso istante però in cui l'interruttore *S* verrà aperto, avremo inversione di polarità della tensione presente ai capi dell'induttanza L_o, e di conseguenza, l'energia immagazzinata in detta induttanza verrà trasferita nel condensatore-serbatoio, e da questo, al carico.

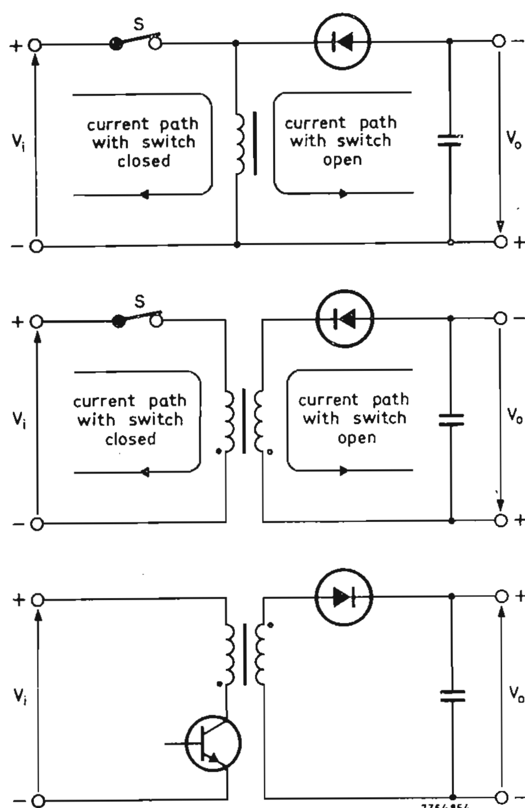


Fig. 9 - Sviluppo del circuito base del convertitore flyback.

Le forme d'onda della tensione e della corrente riportate in figura 8b, si riferiscono al caso in cui i tempi di apertura e di chiusura dell'interruttore *S* risultino *uguali*; nel qual caso, la tensione continua presente all'uscita (V_0) sarà *uguale* alla tensione applicata all'ingresso (V_i) ma ovviamente, avrà polarità invertita rispetto a quest'ultima (si suppone che la caduta di tensione che si verifica ai capi del diodo raddrizzatore sia trascurabile).

Le forme d'onda riportate nella figura 8c si riferiscono al caso in cui il tempo di chiusura dell'interruttore risulti *dimezzato* rispetto al tempo di apertura di fig. 8c (ciclo di conduzione = 25%), e che inoltre, anche in questo caso, sia la frequenza di chiusura e di apertura dell'interruttore S che la resistenza di carico risultino uguali a quelle del caso 8b.

E' facile rendersi conto osservando le figure 8b e 8c, come nel caso della figura 8c, la tensione disponibile ai morsetti di uscita risulti *un terzo* della tensione continua applicata all'ingresso; da ciò si conclude che un sistema molto semplice per variare la tensione continua all'uscita di questo convertitore consisterà nel poter *variare* il rapporto tra il tempo di chiusura e il tempo di apertura dell'interruttore *S*. E' questo appunto il principio di funzionamento di un alimentatore stabilizzato a commutazione.

Lo schema di principio della figura 8a viene ulteriormente sviluppato nella figura 9 nella quale si vede come in pratica l'induttanza singola L_o venga sostituita da un doppio induttore, e che al posto dell'interruttore *S* venga posto un transistore. Inoltre, per limitare la massima tensione ai capi del transistore-interruttore ad un valore corrispondente a due volte la tensione di alimentazione di ingresso, si aggiunge di solito un terzo avvolgimento unitamente ad un diodo, come appunto indicato in figura 10. Compito di questo terzo avvolgimento è quello di *ritornare* sulla linea di alimentazione, l'energia immagazzinata nell'induttanza, tutte le volte che il circuito lavora senza applicazione di carico all'uscita. Per avere una bassa induttanza dispersa fra questi due avvolgimenti, questo terzo avvolgimento viene avvolto in bifilare sul primario. Questo terzo avvolgimento provvede infine a limitare il « guizzo » di tensione presente sul collettore del transistore-interruttore tutte le volte che quest'ultimo viene bloccato. Questo « guizzo » di tensione ha luogo infatti invariabilmente tutte le volte che fra primario e secondario è presente un considerevole valore di induttanza dispersa. E' necessario inoltre che il diodo collegato in serie venga inserito sul lato *caldo* dell'avvolgimento bifilare, e ciò, per il fatto che in questa maniera si evita il prodursi di un guizzo di corrente di collettore che avrebbe luogo nell'istante in cui il transistore-interruttore si chiude; tale « guizzo » è dovuto alla capacità dispersa dell'avvolgimento.

Questo « guizzo » di corrente avrebbe invece luogo qualora il diodo si trovasse sul lato *freddo* dell'avvolgimento bifilare.

Per evitare una eventuale saturazione del trasformatore è necessario che il valore del rapporto tra tempo di conduzione e tempo di bloccaggio del transistore-interruttore non superi il rapporto 1 : 1.

Per fare in maniera che il transistore-interruttore si trovi sempre a lavorare nel campo delle tensioni e delle correnti ammesse è necessario di regola fare in modo che la corrente di collettore scenda a zero prima che la tensione di collettore superi il valore V_{CO} del transistore stesso. Pertanto, nel caso in cui il va-

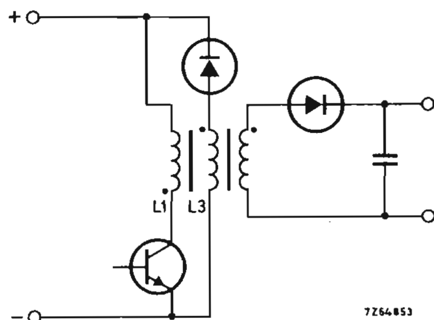


Fig. 10 - Convertitore flyback munito di circuito limitatore di tensione. Le induttanze L1 e L3 sono avvolte in bifilare, e tutti e tre gli avvolgimenti sono sistemati su nu nucleo in comune.

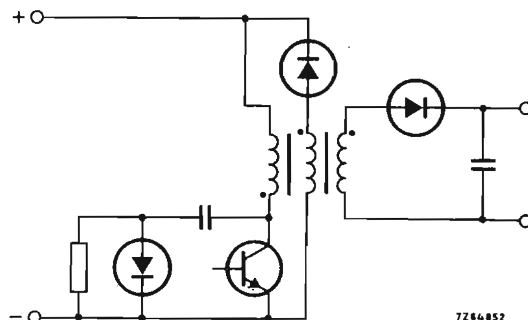


Fig. 11 - Convertitore flyback nel quale è presente un circuito che tende a « rallentare » la velocità di aumento della tensione sul collettore del transistore-interruttore.

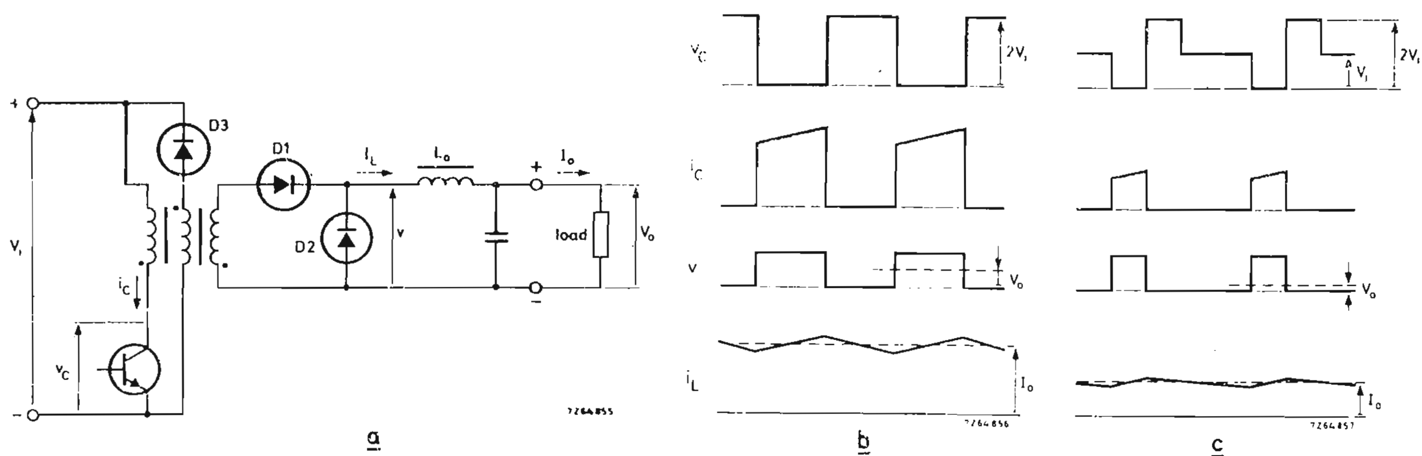


Fig. 12 - (a) Convertitore forward, (b) forme d'onda nel caso in cui i tempi di conduzione e di bloccaggio risultino uguali, (c) forme d'onda riferentesi al caso in cui il tempo di conduzione del transistore-interruttore risulta dimezzato.

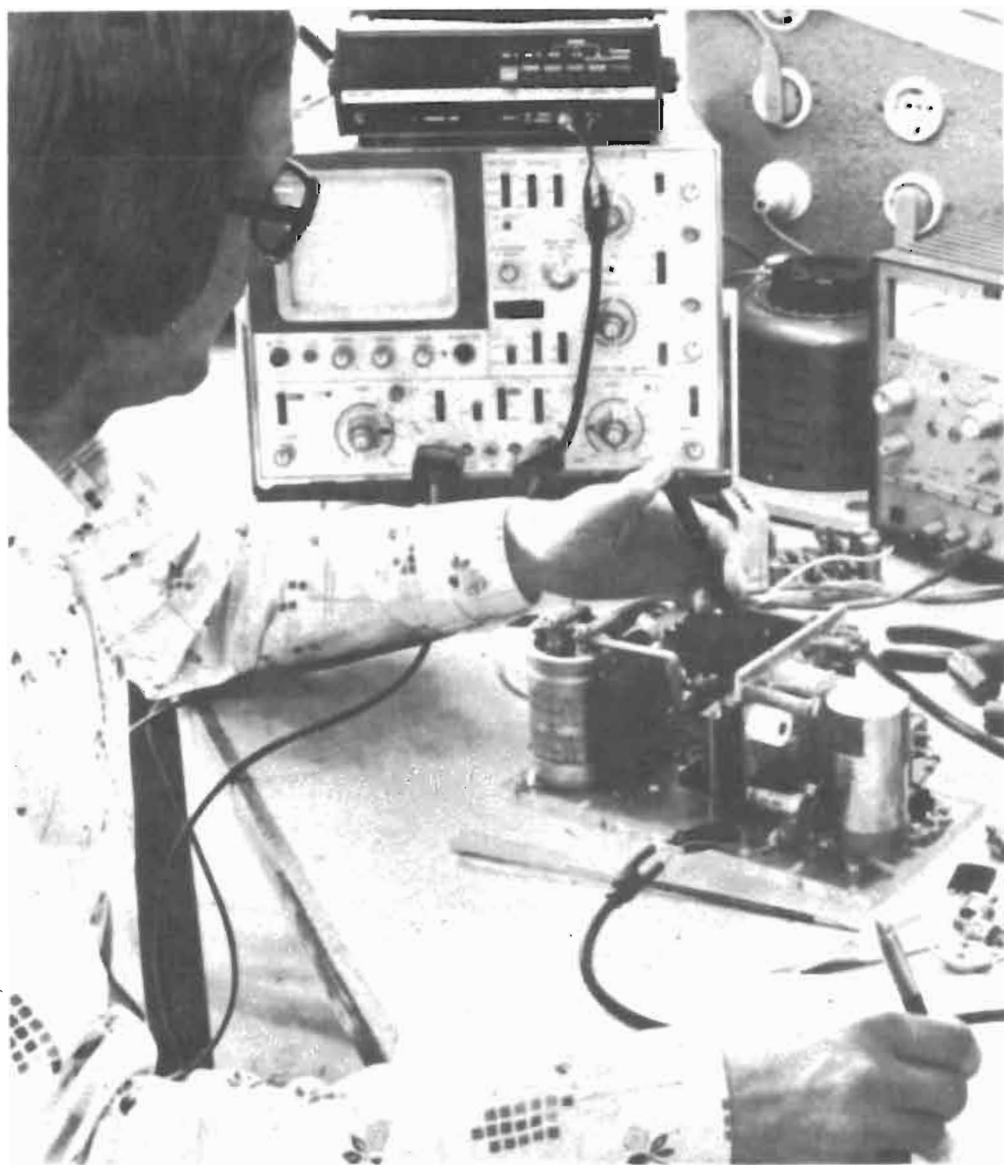


Fig. 13 - Controllo finale di un alimentatore a commutazione.

lore V_{CO} del transistore non sia due volte superiore alla massima tensione di alimentazione di ingresso occorrerà inserire un circuito aggiuntivo che avrà il compito di rallentare l'aumento di corrente di collettore del transistore stesso. Questo circuito aggiuntivo che funziona da « rallentatore » è riportato nel circuito di fig. 11.

Il funzionamento è il seguente: quando il transistore-interruttore viene bloccato, la corrente circolante nel trasformatore verrà dirottata nel condensatore il quale tramite il diodo-serie si caricherà. Il valore della capacità di questo condensatore viene scelto in maniera tale da ridurre a piacimento la velocità di aumento della tensione applicata al collettore. Quando poi il transistore-interruttore passa in conduzione (interruttore S chiuso), il condensatore potrà scaricarsi attraverso il resistore; anche il valore di questo resistore dovrà essere abbastanza elevato in maniera da limitare la corrente di scarica del condensatore evitando in questa maniera la formazione del dannoso « guizzo » di corrente nel transistore-interruttore.

Sottolineamo infine per inciso la differenza fondamentale che passa tra il funzionamento di un convertitore *flyback* e un convertitore tipo *forward*: nel convertitore *flyback* or ora descritto, l'energia viene applicata al carico durante il tempo in cui il transistore-interruttore *non conduce;* nel convertitore *forward* riportato in fig. 12, la tensione presente sul secondario è positiva (non abbiamo in questo caso inversione di polarità), ed in più al carico viene applicata corrente tramite il trasformatore durante il tempo in cui il transistore si trova *in conduzione.* L'induttanza L_0 presente tra il diodo raddrizzatore D1 e il terminale di uscita del convertitore forward è stata inserita per fare in maniera che la tensione di uscita possa variare linearmente in proporzione al tempo in cui il transistore-interruttore rimane in conduzione. Il diodo volano D2 rappresenta una « strada » per la corrente di uscita la quale continua ad essere fornita dall'induttanza L_0 durante il tempo in cui il transistore-interruttore risulta bloccato. Quando il transistore risulta bloccato, la corrente di magnetizzazione del trasformatore viene riinserita nella sorgente di alimentazione tramite un avvolgimento aggiuntivo, (avvolto in bifilare con il primario), e il diodo D3. In fig. 12b e c abbiamo riportato esempi di forme d'onda delle tensioni e delle correnti dei vari punti del circuito di principio del convertitore forward.

Due alimentatori a commutazione d'impiego generale
Tensione/corrente d'uscita: 24 V / 15 A
5 V / 5 A

I dati di progetto di questi due alimentatori riguardano principalmente il circuito d'uscita nel quale sono presenti i diodi raddrizzatori e volano. I calcoli si riferiscono all'impiego di diodi epitassiali molto veloci.

1. INTRODUZIONE

I due alimentatori stabilizzati presentati impiegano nel circuito d'uscita come diodo-raddrizzatore e come diodo-volano i nuovi tipi di diodi epitassiali a ricupero molto veloce. Il vantaggio principale conseguente l'impiego di questi diodi risulta con evidenza dai dissipatori di calore, che grazie all'impiego di questi diodi, assumono dimensioni estremamente ridotte.

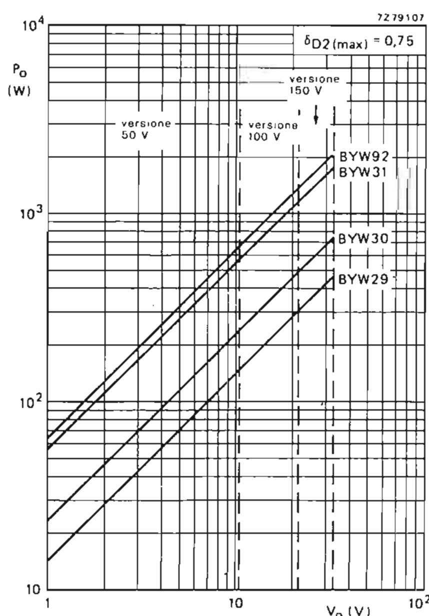


Fig. 1 - Grafici per la scelta del diodo-volano (massimo fattore di utilizzazione del diodo = 0,75).

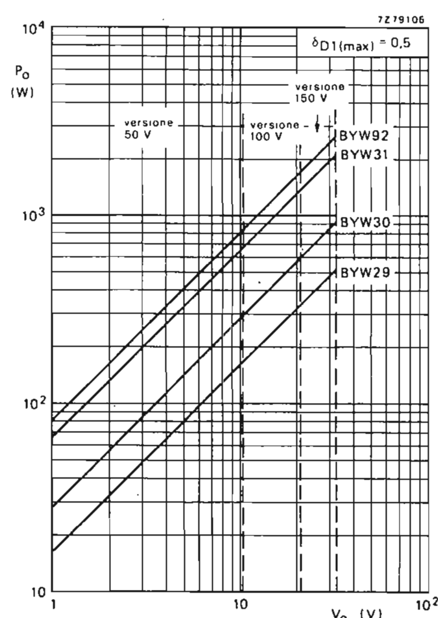


Fig. 2 - Grafici per la scelta del diodo raddrizzatore (massimo fattore di utilizzazione del diodo = 0,5).

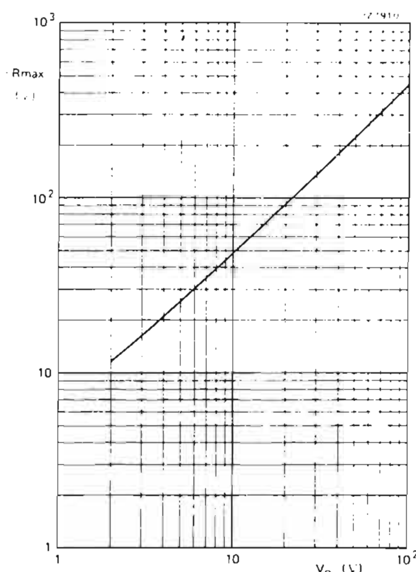


Fig. 3 - Tensione inversa massima ai capi dei diodi raddrizzatori e volano (tipi epitassiali molto veloci) in funzione della tensione d'uscita (δ_{min} = 0,265).

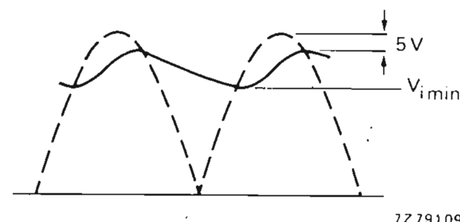


Fig. 4 - Tensione di rete raddrizzata (in tratteggio) e tensione di rete raddrizzata d'uscita (a tratto pieno).

2. - CRITERI DI PROGETTO DEL CIRCUITO D'USCITA DELL'ALIMENTATORE DA 24 V / 15 A IMPIEGANTE UN CONVERTITORE DEL TIPO A CONDUZIONE (FORWARD)

L'alimentatore può fornire una tensione d'uscita di 24 V e una corrente di 15 A, e cioè una potenza di 360 W. Siccome il circuito è stato progettato in maniera da "interrompersi" quando dovesse verificarsi un fenomeno di sovracorrente, occorrerà impiegare come *diodo-volano* il tipo BYW 30, come appunto si ricava dal grafico di fig. 1. Dal grafico di fig. 2 si dedurrebbe che come *diodo raddrizzatore* potrebbe essere impiegato il tipo BYW 29 ma lavorerebbe al limite della corrente ammessa. Per questo motivo sarà più opportuno impiegare anche in questo caso il tipo BYW 30. Essendo la tensione d'uscita 24 V, la massima tensione inversa applicata al diodo, sarà 120 V; ciò si deduce dal grafico di fig. 3. Si conclude che in questo caso converrà usare il diodo BYW 30 (versione 150 V).

Noti i valori massimo e minimo della tensione istantanea raddrizzata d'ingresso sarà possibile calcolare il massimo fattore di utilizzazione dei diodi, e conseguentemente, il loro valore di dissipazione. Il massimo fattore di utilizzazione dei diodi va determinato quando lo alimentatore si trova in condizione di massimo carico, quando cioè nei diodi scorre la massima corrente (naturalmente in valore medio).

Si deve tener presente che in un alimentatore di impiego generale (220 V / 240 V), la tensione di rete può andare da 220 —15% a 240 +10%.

La fig. 4 indica la tensione di rete raddrizzata e la tensione d'uscita del raddrizzatore. Supponendo una perdita di tensione di 5 V nel circuito raddrizzatore e nel resistore limitatore, si può ragionevolmente pensare che la *massima* tensione raddrizzata applicata all'ingresso del convertitore (nel caso l'alimentatore abbia il suo massimo carico, e la tensione di rete sia 240 V_{eff} + 10%) corrisponda a:

$$V_{i\,max} = 1{,}1 \times 240\sqrt{2} - 5 = 368\ \text{V}.$$

La *minima* tensione raddrizzata d'ingresso dell'ali-

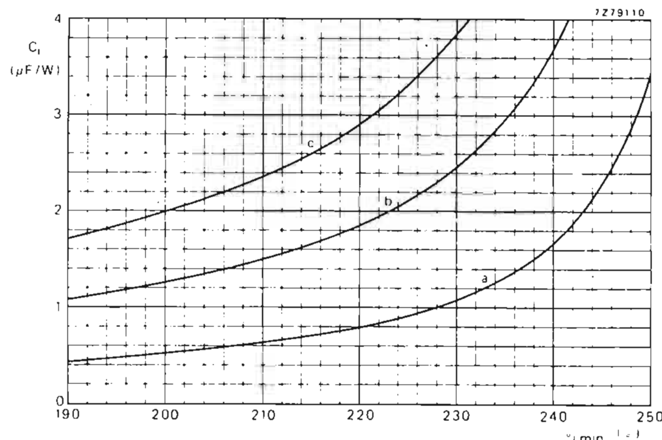


Fig. 5 - Capacità del condensatore-serbatoio (ingresso) per watt di potenza d'ingresso in funzione di $V_{i\,min}$. Curva a: nessuna caduta di rete; curva b: caduta di rete di mezzo ciclo; curva c = caduta di rete di 1 ciclo. Le curve sono valide per una tensione di rete di 220 V —15% e 5 V di caduta nel circuito raddrizzatore e nel resistore-limitatore.

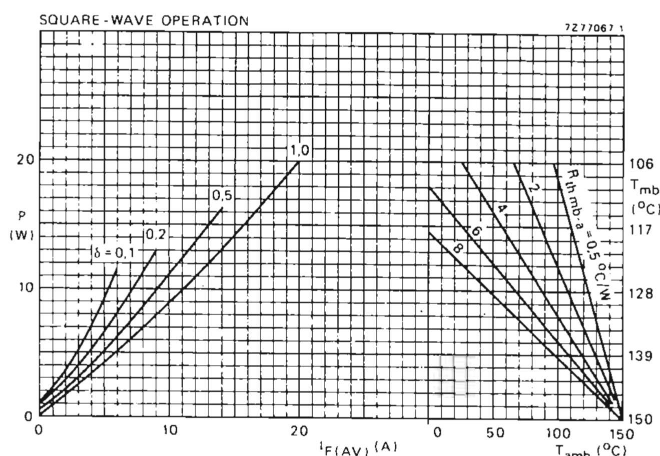


Fig. 6 - Dissipazione di potenza del BYW 30 e grafici per il calcolo del dissipatore di calore (funzionamento ad onda rettangolare)

mentatore ($V_{i\,max}$) si ricava dal grafico di fig. 5. Supponendo che l'alimentatore abbia un rendimento (η) dell'85%, la potenza d'ingresso (P_i), quando il massimo carico d'uscita è 360 W, sarà:

$$P_i = P_o/\eta = 360/0{,}85 = 424\ \text{W}.$$

Il condensatore-serbatoio all'ingresso del convertitore ha il valore di 470µF. Di conseguenza, la capacità d'ingresso × watt d'ingresso corrisponderà a:

$$C_i/P_i = 470/424 = 1{,}1\ \mu\text{F/W}.$$

Trascurando la fluttuazione di rete, il valore di $V_{i\,min}$ potrà essere ricavato dalla curva *a* di fig. 5, la quale dà:

$$V_{i\,min} = 231\ \text{V}.$$

Il valore *massimo* del fattore di utilizzazione del transistore-interruttore δ_{max}, e cioè, 0,45 viene scelto in corrispondenza del minimo valore della tensione d'ingresso ($V_{i\,min}$). Il valore *minimo* di questo stesso parametro (δ_{min}) viene ricavato, in condizioni di massimo carico, dalla seguente relazione:

$$\delta_{min} = \delta_{max} \frac{V_{i\,min}}{V_{i\,max}} = 0{,}45 \times 231/368 = 0{,}28$$

Con una corrente d'uscita di 15 A, il valore medio-massimo della corrente che attraversa il diodo-raddrizzatore (D1) sarà:

$$I_{F\,(medio)\,1} = \delta_{max} I_o = 0{,}45 \times 15 = 6{,}75\ \text{A}$$

Il valore massimo del fattore di utilizzazione del diodo-volano (D2) sarà:

$$\delta_{D2\,max} = 1 - \delta_{min} = 1 - 0{,}28 = 0{,}72.$$

Da ciò deriva che la massima corrente media nel diodo-volano avrà il valore di:

$$I_{F(media)\,2} = \delta_{D2(max)}\, I_o = 0{,}72 \times 15 = 108\ \text{A}$$

Giunti a questo punto ci rimane da calcolare la *resistenza termica* che dovranno avere i dissipatori di calore sui quali verranno montati i diodi.

Dai grafici che indicano la dissipazione del BYW 30 (a sinistra in fig. 6) e da quelli per il calcolo dei dissipatori di calore (a destra in fig. 6), si ricava che la potenza dissipata (P) nel diodo - raddrizzatore (con $I_{F\,(medio)\,1}$ = 6,75 A e $\delta_{D1\,(max)} \approx 0{,}5$) ha il valore di 7 W. Siccome in questo caso il diodo va montato sul dissipatore con interposta una pasta al silicone, la resistenza termica richiesta sarà data, alla T_{amb} = 60 °C, dalla solita espressione:

$$R_{th\,h\text{-}a} = \frac{T_{j\,max} - T_{amb}}{P} - R_{th\,j\text{-}mb} - R_{th\,mb\text{-}h}$$

nella quale

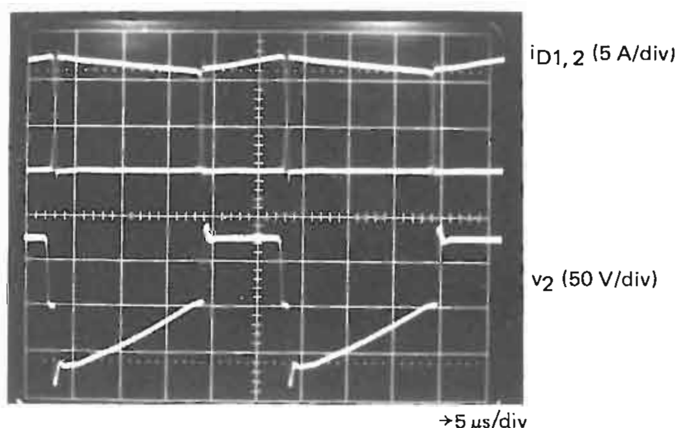
$R_{th\,h\text{-}a}$ = resistenza termica tra dissipatore e ambiente
$R_{th\,j\text{-}mb}$ = resistenza termica tra giunzione e base di montaggio
$R_{th\,mb\text{-}h}$ = resistenza termica tra base di montaggio e dissipatore
$T_{j\,max}$ = massima temperatura alla giunzione
T_{amb} = temperatura dell'ambiente
P = potenza dissipata

Avremo pertanto:

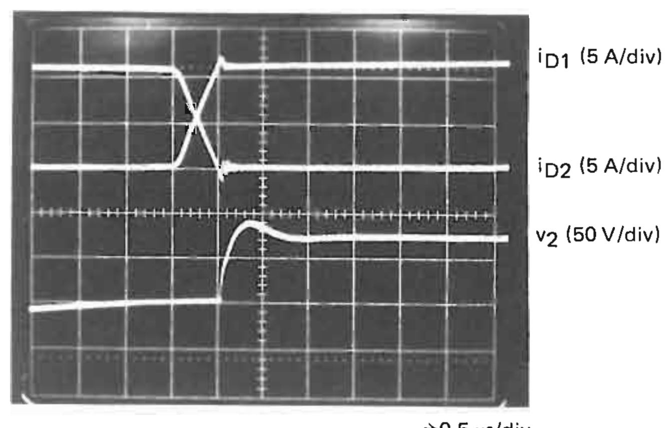
$$R_{th\,h\text{-}a} = \frac{150 - 60}{7} - 2{,}2 - 0{,}5 = 10{,}2\ ^\circ\text{C/W}$$

Per il diodo-volano, la potenza dissipata (con $I_{F(medio)\,2}$ = 10,8 A e $\delta_{D2} \approx 0{,}7$) è 11 W, e di conseguenza, la resistenza termica del radiatore alla temperatura ambiente di 60 °C, sarà 5,5 °C/W.

Montando tutte e due i diodi su uno stesso radiatore di calore, la potenza dissipata complessiva può essere calcolata con buona approssimazione ricorrendo ai grafici di fig. 6 (curva a sinistra), tenendo presente che la somma dei fattori di utilizzazione dei diodi è sempre uguale a 1 nel caso di corrente non interrotta nell'induttore. Se la corrente continua (I_F) dei diodi è uguale alla corrente d'uscita (15 A), la potenza dissipata sarà 14,3 W. Ne consegue che la resistenza termica che dovrà avere il dissipatore di calore sul quale sono montati i due diodi avrà il valore di 3,6 °C/W.



(a)



(b)

Fig. 7 - (a) Forme d'onda della corrente del diodo d'uscita e della tensione al secondario; (b) come in (a) ma su scala espansa.

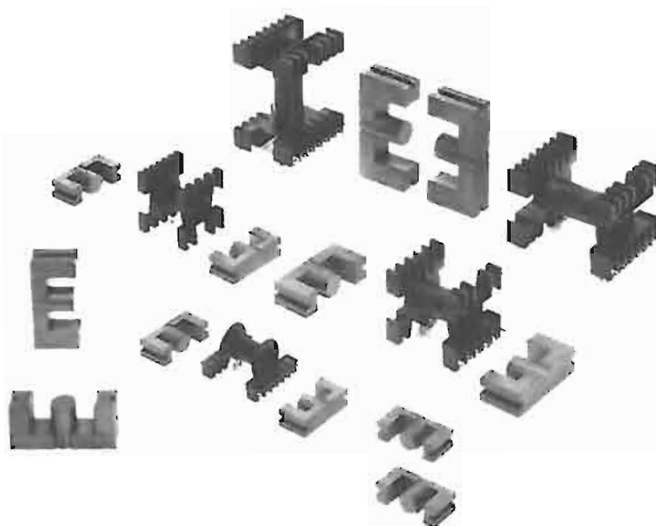


Fig. 7a - Nuclei ad E e supporti per gli avvolgimenti dei trasformatori impiegati negli alimentatori a commutazione. I nuclei ad E consentono di realizzare trasformatori per potenze fino a 1 kW.

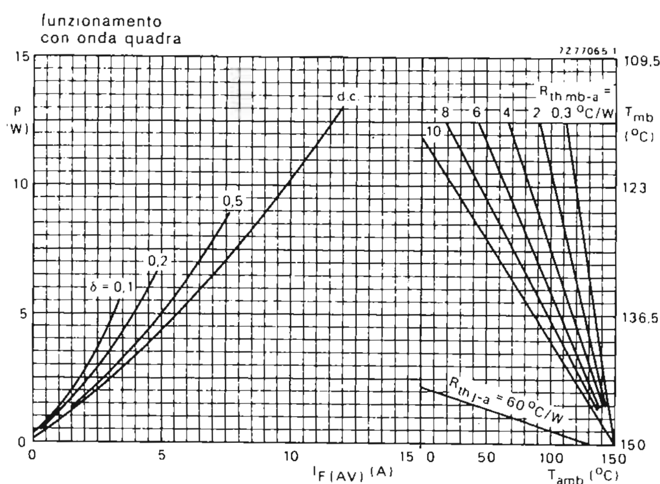


Fig. 9 - Dissipazione di potenza del BYW 29 e grafici per il calcolo del dissipatore di calore (funzionamento in onda rettangolare).

Fig. 8 - Schema dell'alimentatore stabilizzato a commutazione da 24 V / 15 A. Il convertitore impiegato è a conduzione e i circuiti di pilotaggio e di controllo sono incorporati nel TDA 1060.

Un valore più accurato della medesima si potrebbe avere assumendo nel calcolo il caso peggiore di funzionamento, e cioè, quando il fattore di utilizzazione del diodo-volano fosse 0,7 e quello del diodo raddrizzatore fosse 0,3, e la corrente di uscita 15 A.

In fig. 8 si può vedere il circuito di questo alimentatore a commutazione e in fig. 7 gli oscillogrammi delle tensioni e delle correnti dei diodi.

3. - CRITERI DI PROGETTO DEL CIRCUITO D'USCITA DI UN ALIMENTATORE STABILIZZATO A COMMUTAZIONE DA 5 V / 5 A IMPIEGANTE UN CONVERTITORE A INTERDIZIONE (FLYBACK)

Questo alimentatore stabilizzato a commutazione, a differenza del precedente, lavora con un convertitore ad interdizione (flyback) a corrente non interrotta d'induttore. Anche in questo caso, il nostro esame si limiterà ai criteri di progetto dei diodi del circuito di uscita.

Per conoscere la tensione con la quale lavorerà il diodo, occorrerà innanzitutto conoscere il valore minimo del fattore di utilizzazione (δ_{min}) con cui si vuol fare lavorare il transistore-interruttore. Il grafico di fig. 9a ci aiuterà a conoscere la tensione di lavoro.

Contrariamente a ciò che si verificava nell'alimentatore presentato prima, (che lavorava con un convertitore a commutazione), quì, nel diodo d'uscita circola *sempre* tutta la corrente d'uscita, indipendentemente dal valore del fattore di utilizzazione con cui esso lavora: inoltre, la sua massima dissipazione ha luogo in corrispondenza del più basso valore del suo fattore di utilizzazione cui, per contro, corrisponde il massimo fattore di utilizzazione del transistore-interruttore δ_{max}.

Noto il valore di dissipazione del diodo, si potrà facilmente calcolare, seguendo il solito procedimento, la resistenza termica che dovrà avere il dissipatore di calore. Per far ciò occorrerà però determinare innanzitutto i valori rispettivamente minimo (δ_{min}) e massimo (δ_{max}) del fattore di utilizzazione del transistore-interruttore.

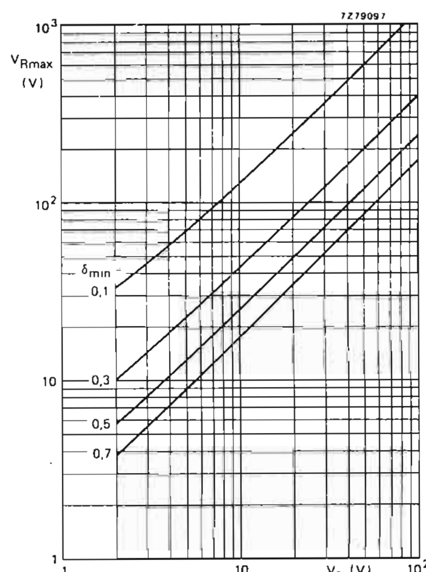


Fig. 9a - Massima tensione inversa $V_{R\,max}$ ai capi di un diodo raddrizzatore epitassiale a ricupero molto veloce in funzione della tensione di uscita V_0 in un convertitore del tipo a interdizione.

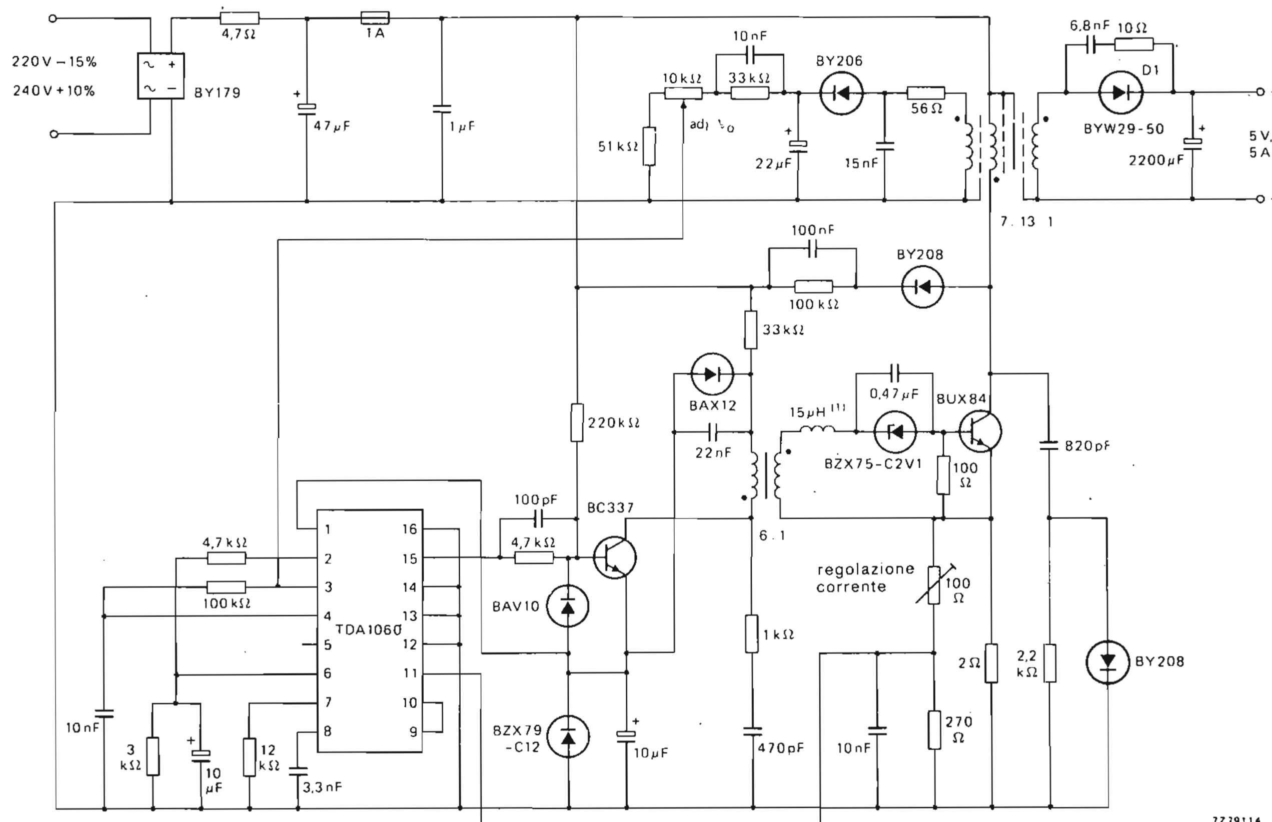


Fig. 10 - Schema dell'alimentatore stabilizzato a commutazione da 5V / 5A; il convertitore impiegato è il tipo a interdizione (flyback). Anche qui per il pilotaggio e il controllo è stato usato l'integrato TDA 1060.

1) Determinazione del minimo fattore di utilizzazione (δ_{min})

Siccome il prodotto *volt* × *secondi* del trasformatore per ciclo di commutazione del convertitore è uguale a zero, si potrà stabilire la seguente relazione:

$$\delta V_i - (1 - \delta)\, nV_o = 0 \qquad (1)$$

nella quale

δ = fattore di utilizzazione del transistore-interrutt.
n = rapporto spire tra primario - secondario
V_o = tensione d'uscita

Il minimo valore del fattore di utilizzazione del transistore-interruttore (δ_{min}) si ha in corrispondenza del massimo valore istantaneo della tensione raddrizzata d'ingresso ($V_{i\,max}$). Dalla (1) avremo quindi:

$$\delta_{min} = \frac{(nV_o)}{(V_{i\,max} + nV_o)} \qquad (2)$$

nella quale nV_o dipenderà dalla tensione a cui può lavorare il transistore-interruttore.

La massima tensione di collettore imposta dal circuito (trascurando i transitori) sarà data da:

$$V_{CE} = V_{i\,max} + nV_o \qquad (3)$$

Per il BUX 84, la tensione collettore-emettitore (base-emettitore in corto) è V_{CESM} = 800 V. Se si ammette un margine di 200 V per i transitori di commutazione, la massima tensione di collettore ammessa dal circuito sarà 800 V — 200 V = 600 V.

Pertanto, in base alla (3) avremo:

$$V_{CE\,max} = V_{i\,max} + nV_o = 600\ V \qquad (4)$$

Il valore $V_{i\,max}$ si avrà in corrispondenza del minimo valore del carico e di una tensione di rete pari a 240 V + 10%. Supponendo una caduta di tensione di 1 V ai capi del raddrizzatore di rete, la tensione massima di ingresso $V_{i\,max}$ sarà:

$$V_{i\,max} = 1{,}1 \times 240\,\sqrt{2} - 1 = 372\ V \qquad (5)$$

Pertanto, dalle equazioni (4) e (5) avremo:

$$nV_o = V_{CE\,max} - V_{i\,max} = 600 - 372 = 228\ V \qquad (6)$$

A questo punto, tenendo conto delle equazioni (2), (4), (6) potremo calcolare il minimo fattore di utilizzazione del transistore-interruttore che sarà:

$$\delta_{min} = nV_o/V_{CE\,max} = 228/600 = 0{,}38 \qquad (7)$$

2) Determinazione del massimo fattore di utilizzazione δ_{max}

Il massimo fattore di utilizzazione del transistore-interruttore (δ_{max}) si ha in corrispondenza del minimo valore istantaneo della tensione di rete raddrizzata d'ingresso ($V_{i\,min}$).

Pertanto, analogamente all'equazione (2) avremo:

$$\delta_{max} = \frac{nV_o}{V_{i\,min} + nV_o} \qquad (8)$$

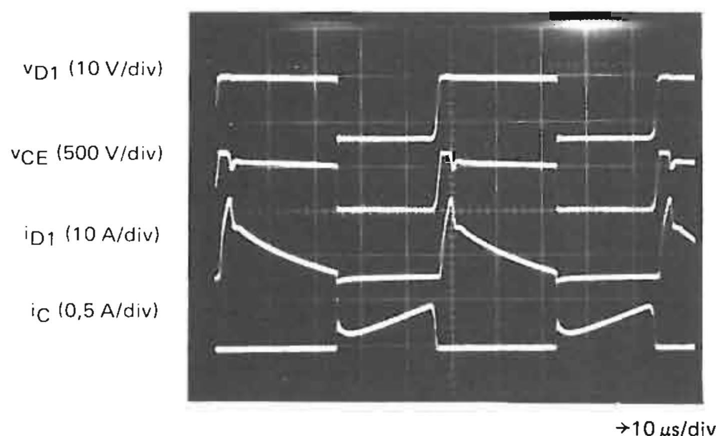


Fig. 11 - Oscillogrammi presi sui punti più interessanti dell'alimentatore da 5 V / 5 A.

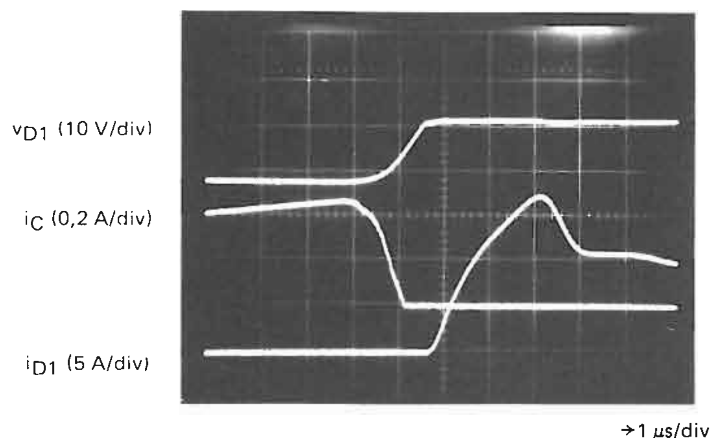


Fig. 12 - Oscillogrammi indicanti il recupero "diretto" del diodo d'uscita D1 (fig. 10) e la corrente di bloccaggio del collettore.

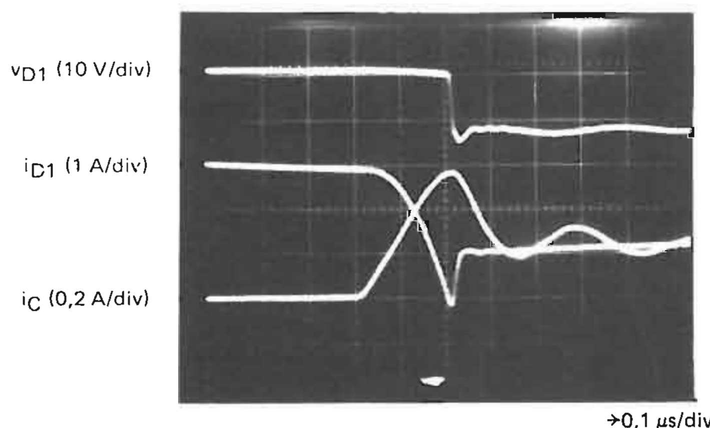


Fig. 13 - Oscillogrammi indicanti il recupero "inverso" del diodo d'uscita D1 (fig. 10) e la corrente di bloccaggio del collettore.

La fig. 5 ci servirà per trovare $V_{i\ min}$. Per avere una potenza d'uscita, P_o, pari a 25 W, e supponendo un rendimento (η) del 70%, la potenza d'ingresso dovrà essere:

$$P_i = P_o/\eta = 25/0,7 = 35,7\ W$$

Siccome la capacità d'ingresso è 47µF, il prodotto capacità × watt di potenza d'ingresso sarà:

$$C_i/P_i = 47/35,7 = 1,3\mu F/W$$

Dalla fig. 5, curva *a* (tensione di rete normale) si ricava:

$$V_{i\ min} = 235\ V. \quad (9)$$

A questo punto, tenendo presenti le equazioni (6) (8) e (9) avremo:

$$\delta_{max} = \frac{228}{(235 + 228)} = 0,49 \quad (10)$$

3) Scelta del diodo

Per una corrente d'uscita di 5 A, va bene il BYW 29. Se il minimo fattore di utilizzazione del transistore-interruttore (δ_{min}) è uguale 0,38 (equazione 7) e la tensione d'uscita è 5 V, la massima tensione inversa del diodo $V_{R\ max}$ sarà 17 V (vedi fig. 9a). Occorrerà pertanto impiegare il BYW 29, versione 50 V.

4) Calcolo del dissipatore di calore

Siccome il diodo conduce durante il tempo in cui il transistore-interruttore è bloccato, il fattore di utilizzazione del diodo δ_D sarà "complementare" a quello del transistore.

Avremo pertanto:

$$\delta_{D\ min} = 1 - \delta_{max}$$

Siccome in base alla (10) $\delta_{max} = 0,49$, $\delta_{D\ min}$ sarà pressocchè uguale a 0,5. La fig. 9 riporta il grafico di dissipazione del BYW 29. Se $I_{F\ (media)} = 5\ A$, e $\delta_D = 0,5$, la dissipazione di potenza sarà 6 W. La resistenza termica richiesta (a 60 °C di T_{amb} e con l'impiego di pasta al silicone) sarà data da:

$$R_{th\ h\text{-}a} = \frac{T_{j\ max} - T_{amb}}{P} - R_{th\ j\text{-}mb} - R_{th\ mb\text{-}h}$$

$$= \frac{150 - 60}{6} - 2,7 - 0,3 = 12\ ^\circ C/W$$

In fig. 10 si può vedere lo schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato a commutazione da 5 V / 5 A. L'integrato contenente le funzioni di controllo e di pilotaggio è il tipo TDA 1060 (vedi appendice). Nelle figure 11, 12 e 13 si possono vedere gli oscillogrammi ripresi nei punti più interessanti del circuito.

Due alimentatori a commutazione
Tensione/potenza d'uscita: 24 V / 2 W
14,5 V / 5 W

Presentiamo il progetto di due alimentatori stabilizzati a commutazione (switched-mode) capaci di funzionare con una estesa gamma di ingressi in continua; possono quindi a buon diritto chiamarsi "universali". Il convertitore c.c./c.c. impiegato è il tipo "fly-back" (o a interdizione); il modulo che controlla i tempi di conduzione del transistore-interruttore è il tipo TDA 2640. Le caratteristiche di tensione d'ingresso e d'uscita dei due alimentatori sono:
V_i = 22 V_{cc} ÷ 240 V_{cc}; V_o = 24 V; 2 W per il primo e
V = 85 V_{cc} ÷ 250 V_{cc}: V_o = 14,5/4 V: 5 W per il secondo

Sono detti **universali** quegli alimentatori capaci di funzionare con una estesa gamma di tensioni d'ingresso.

È noto che questa è la prerogativa degli **alimentatori a commutazione** (switched-mode), dato che possono lavorare con tensioni d'ingresso **continue** con valori molto diversi senza richiedere alcun sistema di adattamento di tensione.

Negli alimentatori a commutazione che descriveremo viene usato come **convertitore c.c./c.c.** il tipo **a interdizione** (flyback)[1], **ad eccitazione separata.** Il transistore-interruttore, quello che regola l'uscita, è il tipo **BD232** (Philips) ad elevata tensione di commutazione in contenitore di plastica TO-126 (SOT-32). La modulazione in ampiezza dell'impulso che comanda il transistore-interruttore è ottenuta impiegando il circuito integrato TDA 2640 (Philips). Ciò permette di stabilizzare la tensione d'uscita in quanto viene variato il **ciclo di utilizzazione** del transistore-interruttore (il ciclo di utilizzazione — duty cycle — corrisponde al rapporto tra il tempo in cui il transistore-interruttore conduce (on) e la somma dei tempi di conduzione (on) e di bloccaggio (off) del medesimo).

Nati come **sub-moduli** per alimentatori a commutazione di potenza, (in quanto funzionavano da pilota degli stadi regolatori d'uscita), questi alimentatori a commutazione universali si sono subito affermati come **unità separate** a causa del volume e peso ridotti, dell'elevato rendimento, dell'isolamento dalla rete e dei sistemi di protezione contro eventuali cortocircuiti dei morsetti d'uscita oppure interruzione o addirittura assenza del carico.

L'alimentatore da 2 W dà un'uscita di 24 V con tensioni d'ingresso in **continua** comprese tra 22 V e 240 V; quello da 5 W dà due uscite, una con 85 V e l'altra con —4 V con tensioni d'ingresso in continua comprese tra 85 V e 250 V.

SCELTA DEL CONVERTITORE

Ad una frequenza fissa, il **ciclo di utilizzazione** (duty cycle) del transistore-interruttore (o transistore regolatore finale) risulta limitato verso i suoi valori più bassi, dal **tempo di immagazzinamento** delle cariche, carat-caratteristico del transistore impiegato; questo parametro tende a limitare anche il campo delle tensioni continue che il convertitore può accettare al suo ingresso. Il ciclo di uti-

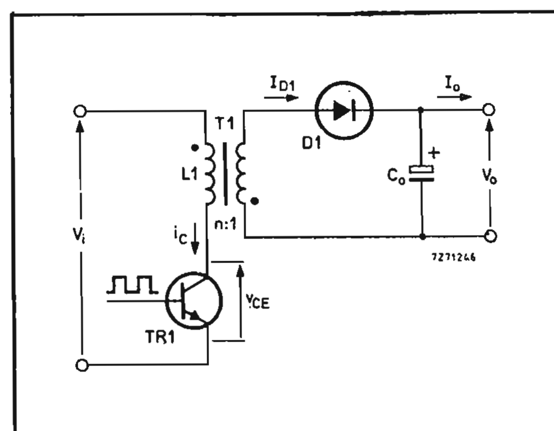


Fig. 1 - Schema di principio del convertitore ad interdizione (fly-back).

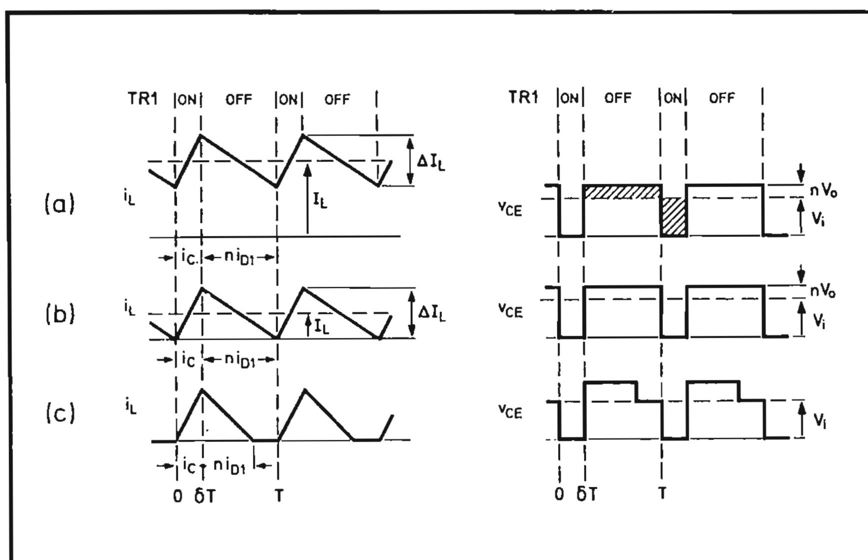


Fig. 2 - Forme d'onda caratteristiche del convertitore ad interdizione: (a) corrente ininterrotta nella bobina (choke), (b) caso intermedio (presenza della bobina ringing) tra il caso in cui abbiamo una corrente ininterrotta nel carico, è il caso in cui nella bobina abbiamo una corrente interrotta, (c) corrente interrotta nella bobina.

lizzazione del transistore (δ) è regolato, nel caso del convertitore ad interdizione (fly-back), dalla seguente formula:

$$\delta = \frac{nV_o}{nV_o + V_i} \qquad (1)$$

nella quale

V_o = tensione continua d'uscita
V_i = tensione continua d'ingresso
n = rapporto spire del trasformatore di separazione dalla rete (choke).

È noto che nei convertitori **a conduzione** (forward) ed in quelli **in controfase** (push-pull), il ciclo di utilizzazione δ deve variare in modo inversamente proporzionale con la tensione continua d'ingresso V_i. Nel nostro

Fig. 3 - Schema elettrico dell'alimentatore universale a commutazione con potenza di uscita di 2 W. I collegamenti indicati mediante freccia vanno al terminale negativo di ingresso. Si osservi come il nucleo del trasformatore T1 risulti collegato in pratica al + dell'alimentazione (+ H.T.). Per ridurre al minimo possibili interferenze dovute alla commutazione del transistore-interruttore, i collegamenti in corrispondenza dei punti A, B e C dovranno essere effettuati come indicato in figura e dovranno essere più corti possibile.

caso, però, come risulta dall'equazione (1), nella quale nV_o appare anche al denominatore, la richiesta variazione di δ può essere molto piccola; da ciò si conclude che il convertitore **ad interdizione** (fly-back) da noi scelto è l'unico che ammette un'ampia gamma di tensioni continue d'ingresso (V_i). Oltre a ciò, il convertitore ad interdizione è molto semplice in quanto contiene un solo componente avvolto.

Se teniamo presenti le basse potenze d'uscita in gioco (2 W e 5 W) potremmo pensare che è più opportuno impiegare un convertitore ad interdizione **autoeccitato** (e cioè, con reazione dal collettore alla base). Bisogna però fare osservare in proposito che dovendo la **frequenza di lavoro** del convertitore, (onde evitare fenomeni di ronzio), trovarsi, in qualsiasi condizione, al disopra della gamma delle frequenze udibili, essa assumerebbe valori molto elevati nel caso in cui la tensione d'ingresso V_i avesse valori prossimi al massimo livello ammissibile. Una frequenza di commutazione molto elevata implicherebbe però **tempi di conduzione** brevissimi e perdite di commutazione del transistore inaccettabili. Il miglior sistema per eliminare tutti questi inconvenienti è stato perciò quello di usare, per il convertitore, una **eccitazione separata** e a frequenza **fissa.**

IL CONVERTITORE AD INTERDIZIONE (FLY-BACK)

In fig. 1 è riportato lo schema di principio. In fig. 2 si può vedere l'andamento della tensione al collettore (V_{CE}) del transistore-interruttore nonchè quello della corrente i_L circolante nella bobina (choke) riflessa sul primario (choke in doppio avvolgimento per ottenere l'isolamento ingresso/uscita). Il funzionamento è il seguente:

Quando TR1 si trova in conduzione (i_L cresce e D1 viene polarizzato in senso inverso), nel campo magnetico della bobina (choke) si accumula dell'energia, che successivamente viene "trasferita" al carico e nel condensatore d'uscita C_o durante il periodo di ritorno (fly-back), vale a dire, durante il tempo in cui il transi-

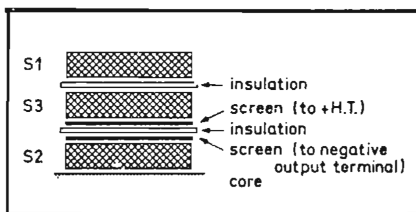


Fig. 4 - Sezione della bobina del trasformatore dell'alimentatore da 2 W.
S1: 5 strati formati ciascuno da 36 spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm
S2: 2 strati ciascuno formato da 30 spire di filo di rame smaltato da 0,28 mm
S3: 1 strato di 55 spire formato di filo di rame smaltato da 0,20 mm.

store TR1 non conduce (i_L diminuisce e D1 viene ora polarizzato in senso diretto). Nella successiva fase di conduzione di TR1, C_o continuerà a fornire energia al carico, e di conseguenza, instaurerà un'azione di livellamento.

Il suddetto funzionamento prevede tre condizioni possibili:

1 — una corrente **ininterrotta** nella bobina (choke), fig. 2a.
2 — una corrente **interrotta** nella bobina, fig. 2c; il che implica picchi elevati di corrente di collettore, e marcata dipendenza della tensione d'uscita dalla corrente circolantenel carico.
3 — una situazione a mezza strada tra le condizioni 1 e 2, fig. 2b; è

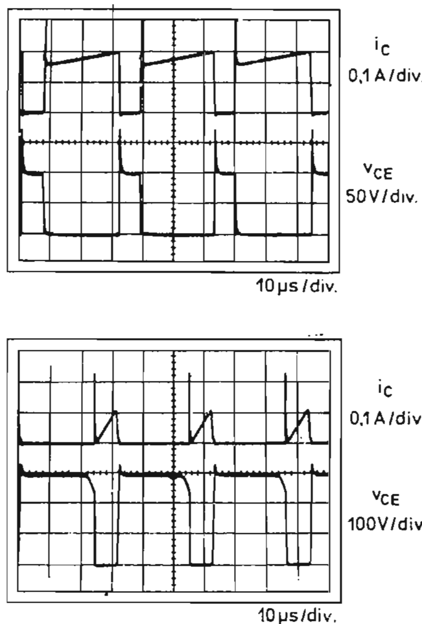


Fig. 5 - Forme donda indicanti il funzionamento dei transistore BD232 con tensioni di ingresso continue rispettivamente di 24 V (figura in alto) e 220 V (figura in basso).

appunto quella che si verifica nei convertitori autoeccitati (funzionamento a "ringing-choke"); gli inconvenienti cui darebbe luogo l'adozione, nel nostro caso, di questo tipo di convertitore li abbiamo già visti.

Per le condizioni 1 e 3 valgono le seguenti formule (fig. 2):

a) Tensione d'uscita:

$$V_o = \frac{\delta V_i}{n(1-\delta)} \qquad (2)$$

b) Tempo di conduzione del transistore:

$$t_{on} = \delta T \qquad (3)$$

Può essere ricavato dalla (1).

c) Variazione nella corrente circolante nella bobina:

$$\Delta I_L = \frac{V_i \delta T}{L1} \qquad (4)$$

nella quale T indica la durata del ciclo e L1 l'induttanza del primario

d) Corrente di picco del collettore:

$$I_{C\,max} = \frac{P_{(tot)}}{\delta V_i} + \frac{V_i \delta T}{2LI} \qquad (5)$$

nella quale $P_{(tot)}$ comprende la potenza assorbita dal carico, la potenza per il pilotaggio della base del transistore-interruttore (ricavata dall'uscita del convertitore) e le perdite nel circuito.

Per soddisfare la condizione di cui al punto 1 (ininterrotta corrente nella bobina) per tutti i valori assumibili dalla tensione d'ingresso e con la potenza d'uscita $P_{(tot)}$ al valore nominale, l'induttanza minima del primario dovrà soddisfare alla seguente condizione:

$$L1_{min} = \frac{V_{i\,max}^2 \, \delta_{min}^2 T}{2 P_{(tot)}} \qquad (6)$$

nella quale $V_{i\,max}$ indica la massima tensione continua applicata all'ingresso e δ_{min} viene ricavato dall'eq. (1) mediante sostituzione di $V_{i\,max}$.

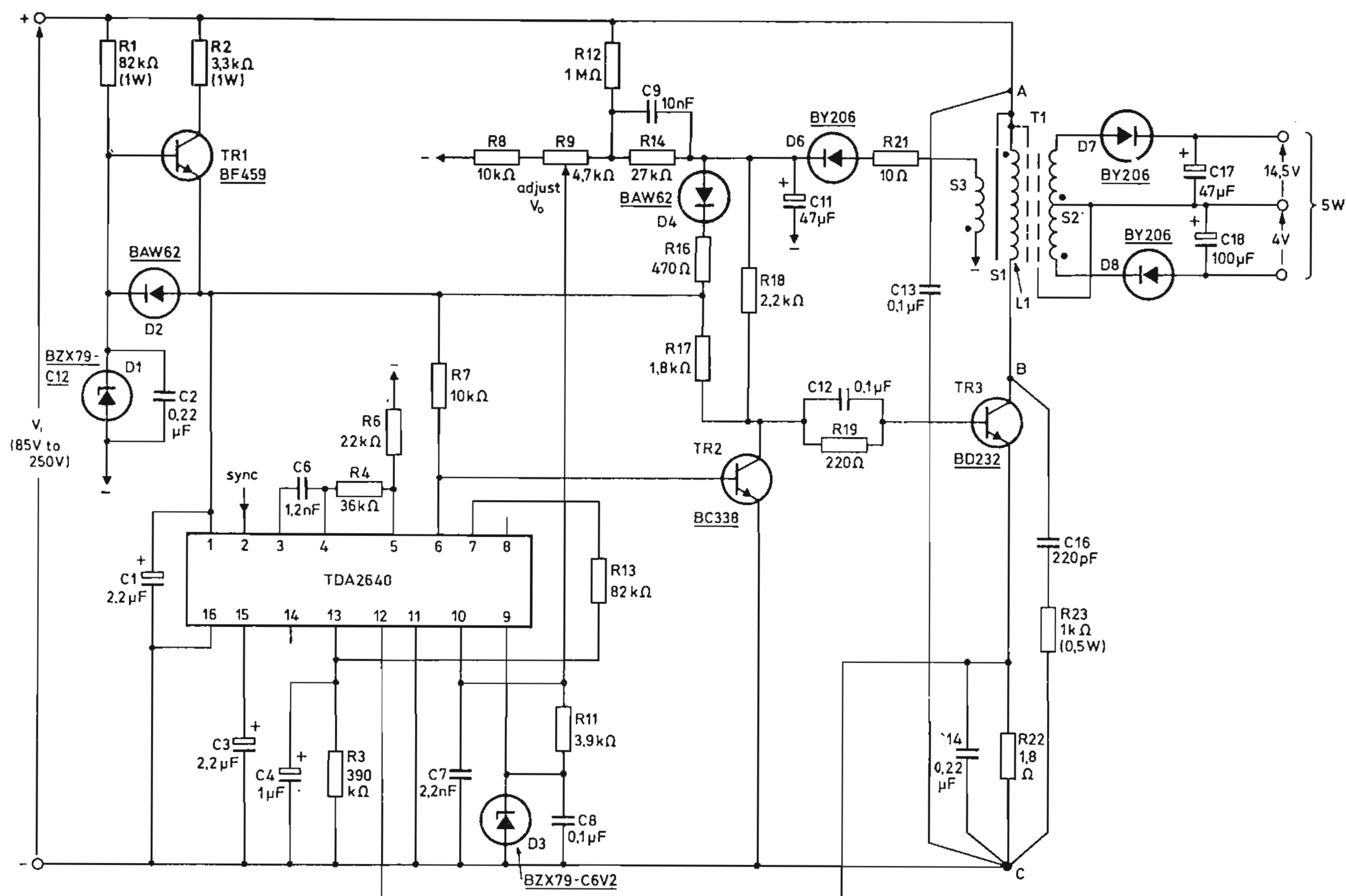


Fig. 6 - Schema elettrico dell'alimentatore universale a commutazione con potenza di uscita da 5 W. Per le note valgono quelle portate in fig. 3.

DATI DI PROGETTO DELL'ALIMENTATORE A COMMUTAZIONE CON POTENZA DI USCITA DI 2 W

Il progetto dell'alimentatore è basato sui seguenti dati:

V_i = 24 V c.c.... 220 V c.c. con una tolleranza di ± 10% per cui $V_{i\ min}$ = 22 V e $V_{i\ max} \approx$ 240 V.

Tensione V_o = 24 V.

Potenza nominale di uscita 2 W.

Potenza richiesta per il TDA 2640 e per il pilotaggio dello stadio regolatore di tensione ≈ 0,5 W.

Le perdite circuitali vengono valutate in 0,5 W per cui la potenza complessiva risulterà $P_{(tot)}$ = 3 W.

Il tempo durante il quale il transistore si trova in conduzione dovrà essere sufficientemente più lungo del tempo di immagazzinamento caratteristico del transistore. D'altra parte si deve tener presente che esiste un limite per il tempo di conduzione più breve del diodo, il quale, come è noto, ha luogo in corrispondenza del tempo di conduzione più lungo del transistore; infatti, nel caso di un tempo di conduzione del diodo estremamente breve, la corrente di picco del diodo, e di conseguenza la caduta di tensione ai suoi capi, diventerebbero così grandi da influenzare addirittura la regolazione della tensione d'uscita.

Supponendo che i tempi di conduzione, rispettivamente del diodo e

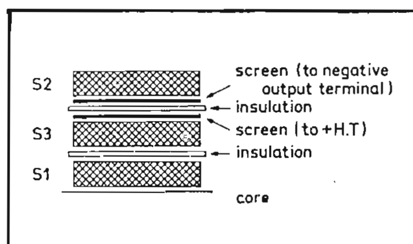


Fig. 7 - Sezione della bobina del trasformatore dell'alimentatore da 5 W.
S1: 4 strati formati ciascuno da 45 spire di filo di rame smaltato da 0,22 mm
S2: 27 + 10 spire, di filo di rame smaltato da 0,33 mm
S3: 1 strato di 30 spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm

del transistore, risultino uguali, il rapporto spire **n** della bobina (choke) a doppio avvolgimento sarà espresso dalla seguente formula:

$$n = \frac{\sqrt{V_{i\ min} V_{i\ max}}}{V_o} \qquad (7)$$

Per i dati in precedenza enunciati, **n** assumerà il valore di 3. In base all'eq. (1) avremo:

δ_{min} = 0,23 e δ_{max} = 0,77 rispettivamente per $V_{i\ max}$ e $V_{i\ min}$.

La scelta della frequenza di lavoro del convertitore (30 kHz), è stata fatta tenendo presente i seguenti dati di fatto:

1) le dimensioni della bobina (choke) tendono a diminuire via via che la frequenza aumenta.
2) le perdite nella bobina (choke), e parimenti le perdite nei dispositivi a semiconduttore, tendono ad aumentare all'aumentare della frequenza.

3) il tempo minimo di conduzione del transistore tende a diventare uguale al tempo di immagazzinamento nel caso in cui si scegliesse una frequenza di lavoro troppo elevata.
4) scegliendo una frequenza più elevata, succede che l'induttanza **dispersa** della bobina a doppio avvolgimento assume un valore più basso; ciò tende a ridurre i picchi di commutazione presenti sulla tensione controllata con il vantaggio di migliorare il processo di regolazione.

Per mantenere l'induttanza dispersa ad un valore più basso possibile, è necessario che il valore L1 dell'induttanza del primario della bobina vada d'accordo con l'eq. (6). Pertanto, in base ai valori specificati in precedenza, e nel caso di T = 33,3μs (dato che si è scelta una frequenza di lavoro di 30 kHz), avremo:

$L1_{min}$ = 17 mH. Ricaviamo inoltre dall'eq. (5) che la corrente di picco di collettore $I_{C\,max}$, risulta di 0,21 A e di 0,11 A quando la tensione di ingresso V_i corrisponde a 22 V e 240 V rispettivamente; e questo si può ricavare anche dagli oscillogrammi di fig. 5.

DATI DI PROGETTO DELL'ALIMENTATORE A COMMUTAZIONE CON POTENZA DI USCITA DI 5 W

È fuori dubbio che la gamma più limitata delle tensioni di ingresso ammissibili per questo alimentatore (e cioè, da 85 V c.c. a 250 V c.c.) semplifica molto il progetto del convertitore. Supponendo di scegliere δ_{min} = 0,3 e una frequenza di lavoro del convertitore pari a 25 kHz, in base alle equazioni segnalate in precedenza si ottengono i seguenti valori:

δ_{max} = 0,55; $L1_{min}$ = 19 mH; $I_{C\,max}$ = 0,17 A. (Questi valori valgono per un rapporto spire **n** di 6,67 tra il primario e l'avvolgimento di uscita di 14,5 V).

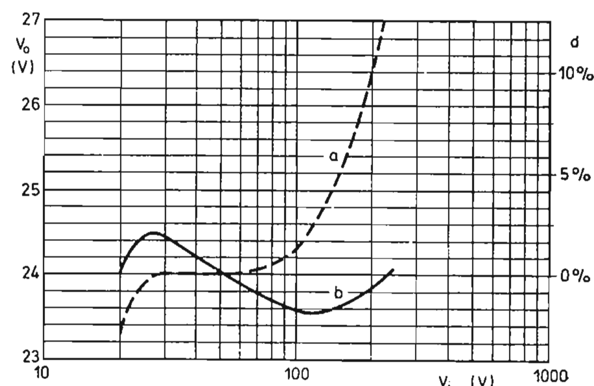


Fig. 9 - Tensione di uscita V_o nell'alimentatore da 2 W in funzione della tensione di ingresso V_i in condizioni di carico nominale: (a) la resistenza R10 di fig. 3 non è collegata: (b) la resistenza R10 risulta ora collegata: (d) indica la variazione della tensione di uscita V_o.

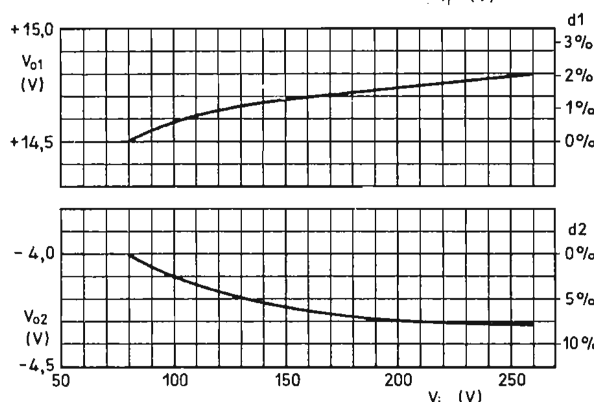


Fig. 10 - Tensioni di uscita rispettivamente V_o1 e V_o2 nell'alimentatore da 5 W, in funzione della tensione di ingresso V_i in condizioni di carico nominale: 2,7 W con 14,5 V di uscita (V_o1) e 2,3 W con - 4 V di uscita (V_o2). Le variazioni presenti in V_o1 e V_o2 vengono indicate rispettivamente mediante d1 e d2.

REALIZZAZIONE PRATICA DELL'ALIMENTATORE UNIVERSALE A COMMUTAZIONE CON POTENZA DI USCITA DI 2 W

Per ottenere nel circuito riportato in fig. 3, l'isolamento dalla tensione di rete, si provvede a duplicare la tensione di uscita del convertitore V_o mediante raddrizzamento e livellamento della tensione presente ai capi di S3. Una porzione di questa tensione, e precisamente quella presente sul cursore di R11, viene confrontata nel TDA2640 con la tensione di riferimento presente ai capi del diodo D3, allo scopo di controllare, tramite TR3, il ciclo di utilizzazione del transistore-interruttore TR4 che regola appunto la tensione di uscita. Il transistore-interruttore (TR4) riceve il suo pilotaggio di base (pari ad una corrente di 14 mA), dall'uscita del convertitore tramite i resistori R17/R18/R19; il transistore-interruttore viene bloccato tutte le volte che il transistore TR3 entra in conduzione. Il filtro passa-basso R22/C9 tende ad eliminare dalla regolazione gli effetti prodotti da eventuali picchi di tensione prodotti in seguito al fenomeno del "ringing". (Difatti, a causa di una insufficiente carica del condensatore C9 tramite R22, che avrebbe luogo in corrispondenza di bassi valori del ciclo di utilizzazione di D6, potrebbe succedere che la tensione di uscita V_o risultasse incrementata in corrispondenza di bassi valori della tensione di ingresso V_i, come appunto si può vedere dalla curva riportata in fig. 9-b).

Il resistore R10 provvede ad intro-

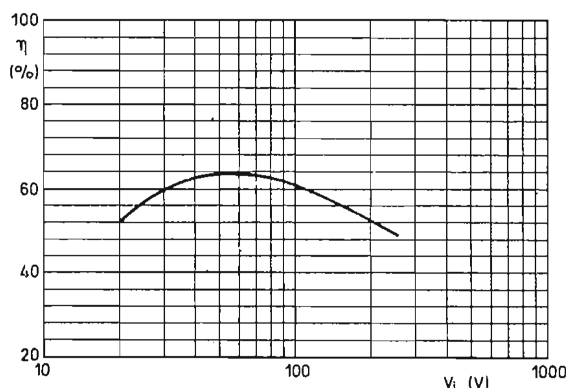


Fig. 8 - Rendimento η in funzione della tensione di ingresso V_i nell'alimentatore da 2 W.

durre un "controllo anticipato" in quanto inietta la tensione di ingresso V_i nel circuito di controllo, e migliora in questa maniera, la regolazione all'uscita.

Il TDA 2640 e la base di TR4 vengono alimentati dall'uscita del convertitore; qualora, infatti, questa alimentazione fosse stata presa dall'ingresso in c.c. sarebbe stato necessario introdurre una resistenza-serie onde dissipare la potenza in sovrappiù. Il "circuito di avvio", formato da TR1 e TR2, fornisce circa 5 mA di pilotaggio di base al transistore TR4, fino a quando non si è formata la tensione di uscita del convertitore. Quando però all'uscita si sarà formato un certo valore di tensione, il diodo D2 risulterà polarizzato in senso diretto (venendo polarizzato in senso diretto il diodo D4); in queste condizioni, la coppia TR1/TR2 verrà interdetta, e da questo momento in avanti. l'alimentazione verrà prelevata direttamente dall'uscita del convertitore. L'assorbimento di 0,5 W tramite S3 rende il convertitore immune da danni nel caso in cui venga a mancare il carico; ciò significa che la tensione di uscita del convertitore non potrà aumentare in modo notevole nel caso in cui risulti collegato il carico.

Il TDA 2640 "tiene d'occhio" la caduta di tensione ai capi di R23. bloccando in questa maniera il convertitore tutte le volte che la corrente di picco di collettore del BD232 tendesse ad assumere valori troppo elevati. Si tengano presenti le misure atte alla soppressione delle interferenze a radio frequenza, riportate nella didascalia della fig. 3.

Il nucleo della bobina (choke) T1 a tre avvolgimenti è il tipo UU-20/32/7 3C8 avente un traferro complessivo pari a mm 0,15. L'induttanza del primario L1 ha il valore di circa 17 mH. La figura 4 riporta la bobina in sezione.

Il transistore TR2 di fig. 3 richiede un dissipatore di calore con resistenza termica di 15 °C/W; e ciò, allo scopo di mantenere bassa la temperatura alla giunzione anche nel caso di una dissipazione di 3,5 W di collettore che potrebbe aver luogo nel caso in cui l'uscita del convertitore venisse posta in cortocircuito. Perchè il transistore TR4 possa lavorare con buona stabilità termica è necessario che venga montato su un dissipatore di calore con resistenza termica di 25 °C/W. I valori di resistenza termica sopra specificati valgono per temperature-ambiente non superiori a 60 °C.

Gli oscillogrammi riportati nella fig. 5 illustrano l'andamento della corrente di collettore i_C e della tensione collettore-emettitore v_{CE} per il transistore BD232 corrispondenti a cicli di utilizzazione rispettivamente elevati e bassi.

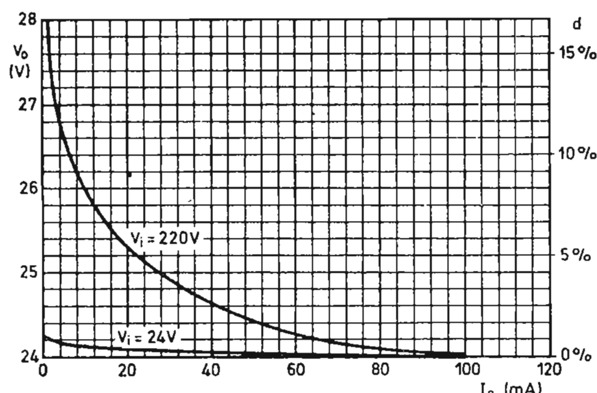


Fig. 11 - Tensione d'uscita V_o di funzione della corrente d'uscita I_o nell'alimentatore da 2 W per due valori della tensione di ingresso V_i; d indica la variazione nella tensione di uscita $V2_o$.

REALIZZAZIONE PRATICA DELL'ALIMENTATORE UNIVERSALE A COMMUTAZIONE CON POTENZA DI USCITA DI 5 W

Il funzionamento di questo alimentatore a commutazione, il cui schema elettrico è riportato in fig. 6, è identico a quello da 2 W in precedenza descritto. Anche qui, come nell'alimentatore da 2 W, è presente un ingresso per la sincronizzazione (corrisponde al piedino 3 indicato con "sync" del TDA 2640); ciò, allo scopo di eliminare qualsiasi fenomeno di interferenza che potrebbe aver luogo tra la frequenza del convertitore principale e quella del convertitore che alimenta il pilota dello stadio regolatore di uscita nel convertitore principale. In questo alimentatore sono presenti due uscite: una è + 14,5 V e l'altra è — 4 V.

Il nucleo della bobina (choke) T1 a tre avvolgimenti ha il numero di codice UU-20/32/7 3C8 e possiede un traferro complessivo che misura 0,12 mm. L'induttanza del primario L1 ha il valore di 19 mH. In fig. 7 è riportata questa bobina in sezione.

Il transistore TR1 è montato su un dissipatore di calore con resistenza termica di 15 °C/W. Per il transistore TR3 non è richiesto alcun dissipatore di calore.

PRESTAZIONI DEI DUE ALIMENTATORI UNIVERSALI A COMMUTAZIONE

In fig. 8 è riportato l'andamento del rendimento η dell'alimentatore universale da 2 W in funzione della tensione di ingresso V_i.

Il rendimento dell'alimentatore da 5 W è del 65% in corrispondenza di una tensione di ingresso V_i = 110 V e del 60% per V_i = 220 V.

Nelle figure 9 e 10 si può vedere la dipendenza della tensione di uscita V_o dalla tensione di ingresso V_i nel caso in cui il carico abbia il valore nominale previsto.

Le curve riportate in fig. 9 indicano con molta chiarezza il meccanismo dell'azione di "controllo anticipato" effettuata da R10, riportata nella fig. 3. La figura 11 illustra l'andamento della V_o in funzione di I_o nell'alimentatore da 2 W; si può facilmente vedere come la tensione di uscita V_o non superi i 29 V nel caso di carico 0 e di tensione di ingresso V_i = 220 V.

La temperatura ambientale non deve superare i 60 °C.

I limiti della tensione continua di ingresso sono 24 V — 10% e 220 V + 10% per l'alimentatore a commutazione da 2 W, e 110 V — 20% e 220 V + 15% per l'alimentatore da 5 W.

---

1) È noto che i due principali tipi di convertitori c.c./c.c. usati negli alimentatori a commutazione sono quello a *conduzione* (forward) e quello *a interdizione* (fly-back): il primo applica potenza al carico durante il tempo in cui il transistore-interruttore conduce; il secondo quando il transistore-interruttore non conduce.

Alimentatore a commutazione
Tensione/corrente d'uscita: 12 V / 2,5 A

Viene descritto un alimentatore stabilizzato con potenza d'uscita di 30 W, 12 V —2,5 A. La tensione continua d'ingresso è 24 V e può variare da 18 a 32 V. La frequenza di lavoro è 22 kHz. Come circuito pilota e di controllo viene usato il TDA 1060. Il rendimento è 78%.

Ormai quasi tutte le apparecchiature hanno bisogno di una tensione di alimentazione stabilizzata. Il progetto di un siffatto alimentatore è diventato pertanto un passo importante nello sviluppo di un dato sistema. Quando il progettista si accinge a realizzare un alimentatore stabilizzato di solito si trova di fronte due situazioni:

1) dispone della tensione alternata di rete 220 V, 50 Hz
2) dispone della tensione continua di una batteria.

In questo secondo caso raramente il valore della tensione della batteria corrisponde al valore della tensione di alimentazione desiderata per cui occorrerà inserire tra batteria e apparecchiatura un convertitore c.c./c.c.

E' di questo secondo caso che vogliamo occuparci in questo articolo nel quale descriveremo appunto un convertitore che partendo da una tensione continua di 24 V sarà in grado di dare una tensione d'uscita stabilizzata con valore di 12 V, (2,5 A).

Principio di funzionamento del convertitore

Con riferimento allo schema di principio di fig. 1, vediamo che, supponendo trascurabile la resistenza dell'induttanza L1, quando il transistore conduce risulterà applicata ai terminali di detta induttanza una tensione costante $V_i - V_u$.

E' noto inoltre che la corrente circolante nell'induttanza L1 avrà un'andamento lineare con valore di

$$I_L = \frac{V_i - V_u}{L} T$$

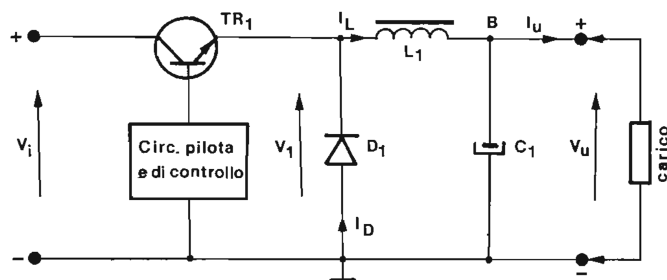


Fig. 1 - Schema di principio del convertitore V_i = Tensione d'ingresso; V_u = tensione d'uscita

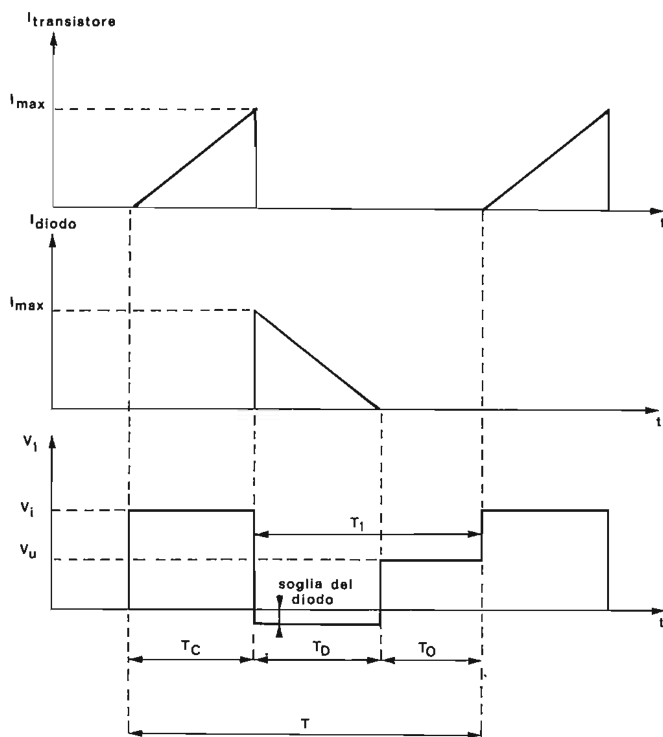


Fig. 2 - Forme d'onda caratteristiche nel caso in cui la induttanza riesce a "scaricarsi" completamente durante il periodo intercorrente tra due fasi di conduzione del transistore-interruttore

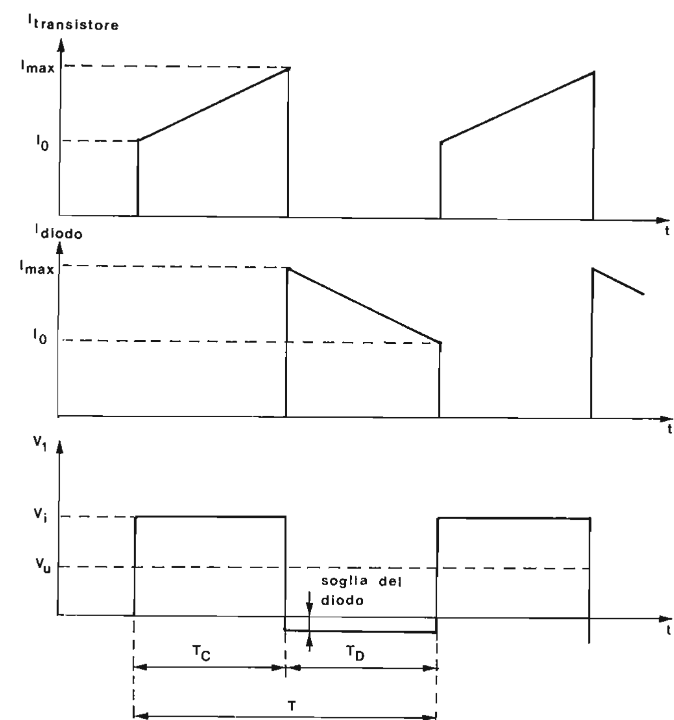


Fig. 3 - Forme d'onda caratteristiche nel caso in cui la induttanza non riesce a "scaricarsi" durante il periodo intercorrente tra due fasi di conduzione del transistore-interruttore

Il condensatore C1 comincerà a caricarsi dopo che la corrente I_L risulterà superiore alla corrente I_u fornita dalla tensione stabilizzata. Successivamente, il transistore TR1 si blocca. La corrente I_L raggiunge il suo massimo valore e la corrispondente energia verrà ora applicata al carico. Durante il tempo in cui la corrente circola in L1, il potenziale sul punto B, uguale a V_i quando TR1 si trova in conduzione, tenderà ora a diminuire rapidamente. Appena detto potenziale diventerà inferiore a zero, il diodo D1 entrerà in conduzione. La tensione ai capi di L1 sarà allora $-V_u'$ e la corrente in essa circolante sarà:

$$I_L = I_{max} - \frac{V_u}{L} T$$

Il circuito di pilotaggio del transistore preleva una frazione del valore medio della tensione di uscita e la confronta con una tensione di riferimento. La variazione tra V_u e V_{rif} determina il *tempo di conduzione* di TR1, e fa sì che la tensione V_u rimanga costante indipendentemente dalle possibili variazioni di assorbimento del carico.

Il rapporto tra il *tempo di conduzione* e il *tempo di bloccaggio* del transistore determina il valore della tensione d'uscita del convertitore mentre il tempo di conduzione del diodo (T_D), detto anche *tempo di ricupero*, è quello compreso tra due tempi di conduzione del transistore (T_c).

A seconda del valore della corrente assorbita dal carico (I_u), potranno verificarsi due condizioni di funzionamento caratteristiche.

a) il tempo compreso tra due periodi di conduzione del transistore è maggiore del tempo di conduzione del diodo.

b) l'induttanza non risulta completamente "scaricata" quando il transistore inizia nuovamente a condurre.

Esaminiamo ora questi due casi.

1) Tra i due tempi di conduzione del transistore l'induttanza riesce a "scaricarsi" completamente; ciò si verifica in particolare quando I_u è bassa (alimentatore a vuoto).

   Con riferimento alla fig. 1 vediamo che $V_{1\,media} = V_u$; d'altra parte è anche vero che $V_1 = V_u$ quando TR1 conduce, supponendo trascurabili le perdite nel transistore TR1. La tensione V_1 è uguale alla tensione di soglia del diodo (di polarità negativa) quando il transistore risulta bloccato e il diodo conduce.

   La fig. 2 riporta le forme d'onda presenti nei vari punti del circuito.

   La variazione della corrente di collettore durante il tempo in cui il transistore conduce (T_c) è data da

$$\frac{d_i}{d_t} = \frac{V_i - V_u}{L}$$

Allo stesso modo, la decrescita della corrente nell'induttanza L1, quando entra in conduzione il diodo (T_D) è data da

$$-\frac{d_i}{d_t} = \frac{V_u}{L}$$

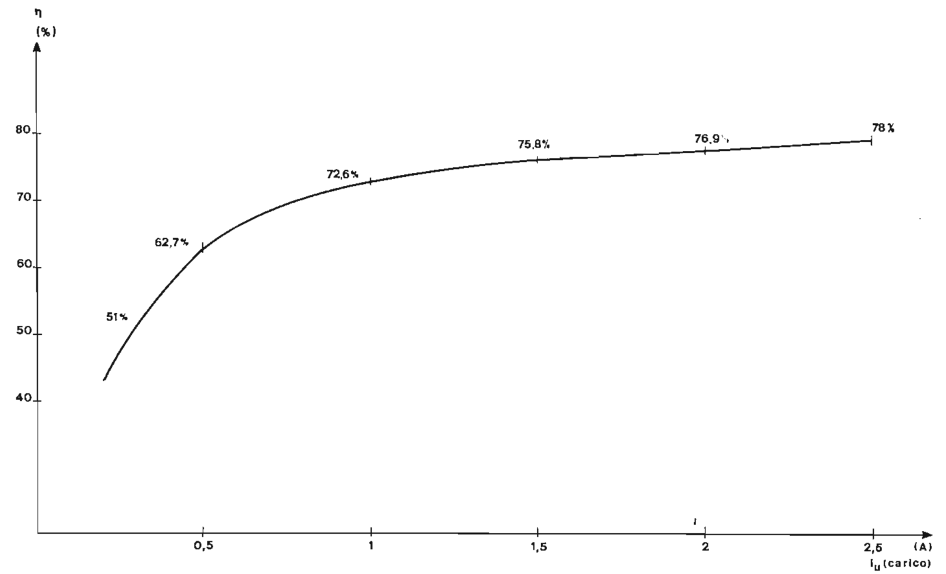


Fig. 4 - Rendimento in funzione del carico per V_i = 24 V

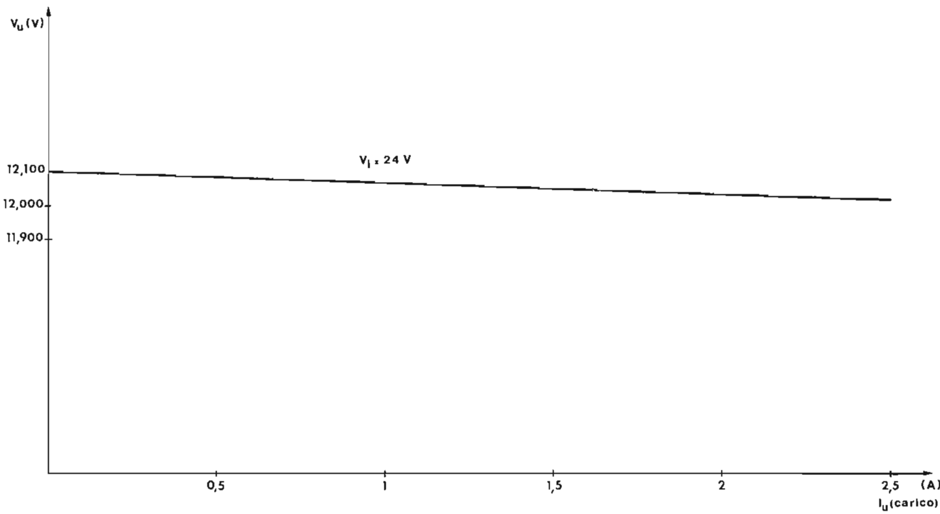


Fig. 5 - Tensione d'uscita in funzione del carico per V_i = 24 V

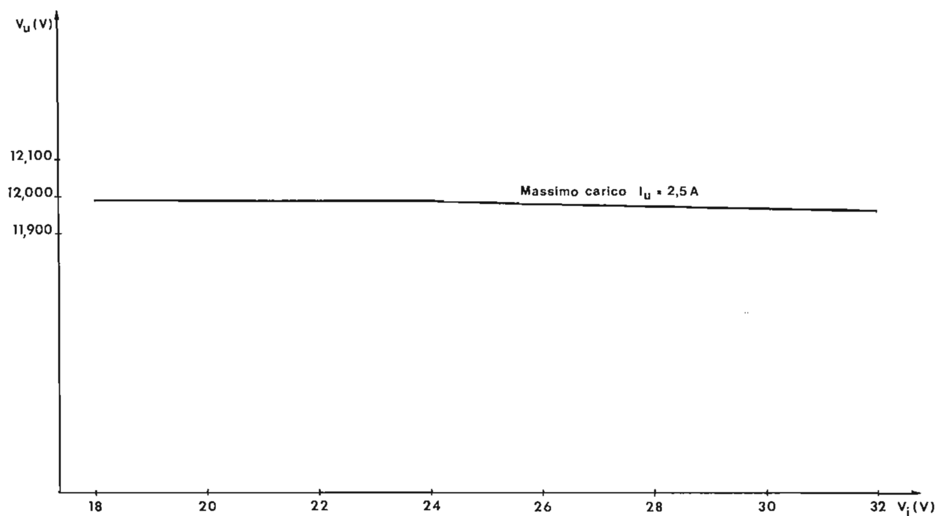


Fig. 6 - Variazione della tensione di uscita in funzione della tensione di ingresso per I_u = 2,5 A

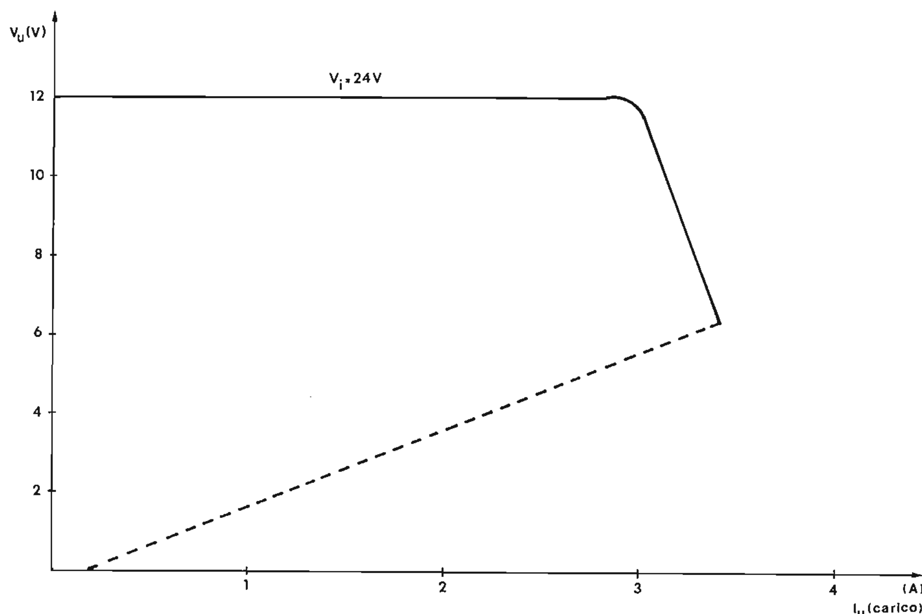


Fig. 7 - Caratteristica di limitazione della corrente

Può però esistere un tempo T_o durante il quale non conducono nè il transistore nè il diodo, e ciò quando

$$T_i > \frac{V_i - V_u}{L} T_c$$

2) Tra i due tempi di conduzione del transistore, la induttanza L_i non riesce a "scaricarsi" completamente (alimentatore sotto carico).
In questo caso (fig. 3), la corrente di collettore non inizia da zero ma da un certo valore I_o.
L'induttanza non riesce a "scaricarsi" completamente per cui quando il transistore inizierà a condurre avremo nel diodo ancora una certa circolazione di corrente I_o. Sarà cioè:

$$V_{i\ media} = V_i \frac{T_c}{T} \text{ oppure } T_c = \frac{V_u}{V_i \times f}$$

Durante il tempo di conduzione del transistore avremo:

$$I_{max} - I_O = \frac{T_c (V_i - V_u)}{L}$$

Il valore ($I_{o\ max} - I_o$) che noi chiameremo ΔI corrisponde all'ampiezza della corrente a impulsi circolante nell'induttanza L_i; sarà cioè

$$\Delta I = \frac{T_c (V_i - V_u)}{L}$$

dalla quale

$$L = \frac{T_c (V_i - V_u)}{\Delta I}$$

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Lo schema elettrico del convertitore è riportato in figura 8.

1) Circuito di controllo

Il circuito che provvede al pilotaggio del transistore TR1 e che fornisce tutte le altre funzioni di protezione e di controllo è l'integrato *TDA 1060.* Esso contiene infatti le seguenti funzioni:

1) una sorgente di tensione stabilizzata dalla quale viene ricavata internamente la tensione di riferimento a cui abbiamo accennato prima.
2) un amplificatore della tensione-errore, a guadagno variabile.
3) un generatore di segnali a dente di sega sincronizzato.
4) un modulatore della larghezza dell'impulso di pilotaggio; il ciclo di utilizzazione (δ) di questo ultimo può essere regolato dall'esterno.
5) circuiti di protezione contro le sovracorrenti, un circuito pilota, un circuito di rivelazione di errore, un circuito di bloccaggio istantaneo.
6) uno stadio d'uscita del segnale di pilotaggio di TR1 (ciclo di utilizzazione δ oppure "$1 - \delta$").
7) un circuito che consente la modulazione inversa del ciclo di utilizzazione.

In fig. 9 è riportato uno schema a blocchi dell'integrato TDA 1060. La tensione di alimentazione del TDA 1060 è 24 V e viene applicata all'integrato tramite il resistore R2 il cui compito è quello di limitare la corrente nel TDA 1060. La frequenza di commutazione del convertitore è fissata a 22 kHz da C3 e R9.

Il segnale di pilotaggio fornito dall'integrato è presente sul terminale 14. Il ciclo di utilizzazione varia in funzione della tensione di uscita, della corrente assorbita dal carico e della tensione d'ingresso V_i. Questi impulsi di pilotaggio sono applicati alla base di TR1, e successivamente, alla base di TR2 tramite R3.

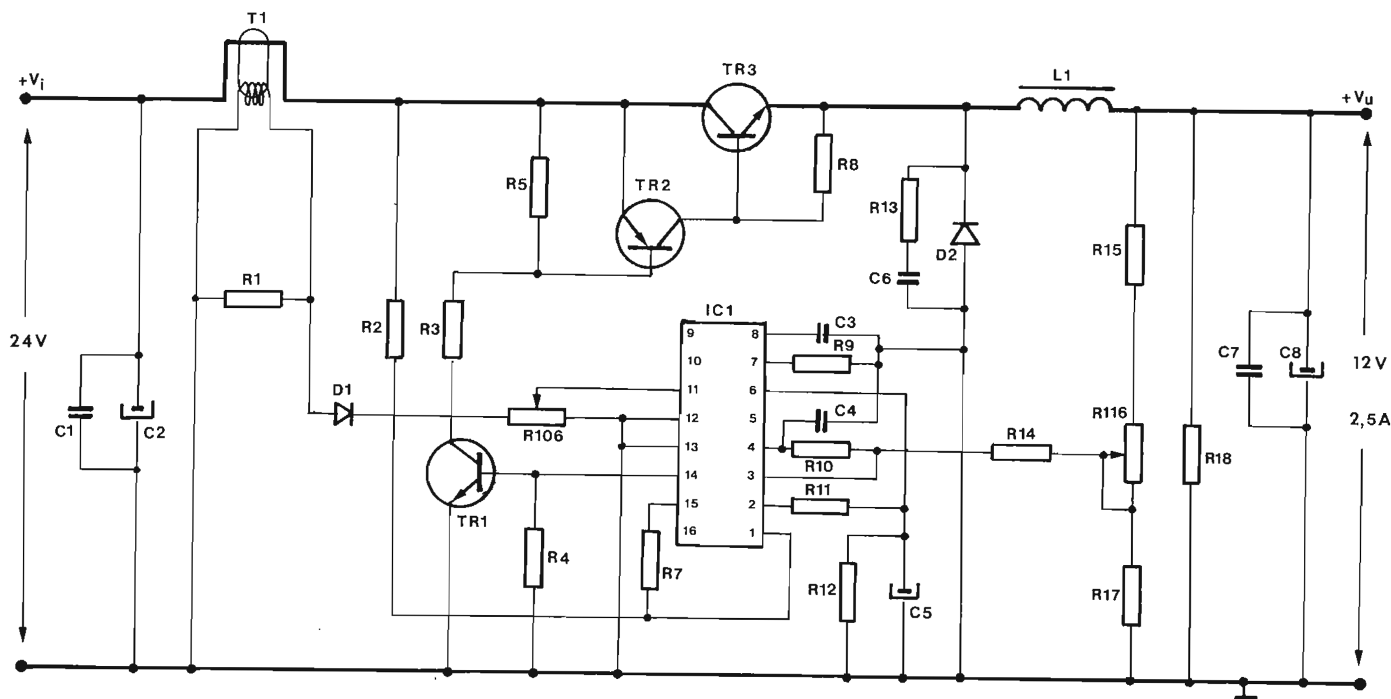


Fig. 8 - Schema elettrico del convertitore c.c./c.c.

ELENCO DEI COMPONENTI

I resistori da R1 a R17 sono a carbone, 1/4 W, CR25 (R13 = CR37)

R1 = *120 Ω*
R2 = *470 Ω*
R3 = *1,5 kΩ*
R4 = *470 Ω*
R5 = *1 kΩ*
R7 = *4,7 kΩ*
R8 = *68 Ω*
R9 = *18 kΩ*
R10 = *100 kΩ*
R11 = *2,2 kΩ*
R12 = *2,7 kΩ*
R13 = *1,2 kΩ*
R14 = *470 Ω*
R15 = *470 Ω*
R17 = *120 Ω*
R18 = *68 Ω resistore a filo 7 W RWM 5 × 26*
R106 = *470 Ω resistore regolabile CERMET PAM 10 Hco*
R116 = *470 Ω resistore regolabile CERMET PAM 10 Hco*
C1 = *0,15 μF, 100 V Condensatore serie* 344 2222 344 21154
C2 = *2200 μF, 40 V Condensatore serie* 071 2222 071 17222
C3 = *3,3 nF Condensatore serie* 630 2222 630 03 332
C4 = *3,3 nF Condensatore serie* 630 2222 630 03 332
C5 = *22 μF, 10 V Condensatore serie* 122 2222 122 54229
C6 = *47 nF, 250 V Condensatore serie* C 280 2222 352 44473
C7 = *0,15 μF, 100 V Condensatore serie* 344 2222 344 21154
C8 = *2200 μF, 16 V Condensatore serie* 187 2211 187 15222

Trasformatore di corrente
T1 = *Nucleo 14/9/5 in 3H2:*
— primario 1 spira; secondario 100 spire

Induttanza
L1 = *73 spire*
500 μH
nucleo = RM 10 in RC8
traferro = 1,6 mm
TR1 = 2N2222
TR2 = 2N2905A
TR3 = *BDX* 77
D1 = *BAX* 13
D2 = *BYW* 29-150
IC1 = *TDA* 1060

2) Stadio di potenza

L'«interruttore» di questo convertitore è formato in pratica dai due transistori TR2/TR3 montati in "super-follower". Il transistore di potenza vero e proprio (TR3) è pilotato da TR2. E' infatti la corrente di collettore di quest'ultimo che fornisce la corrente di base necessaria a TR3. La resistenza R8 collegata in parallelo tra base ed emettitore di TR3 serve ad eliminare rapidamente le cariche immagazzinate nel transistore durante il tempo di conduzione, e di conseguenza ad assicurare un bloccaggio rapido del medesimo. Malgrado ciò, l'assenza della corrente inversa di base non consente di aumentare la frequenza di commutazione del transistore-interruttore, il che fa aumentare le perdite di commutazione in fase di bloccaggio del transistore-interruttore. Per eliminare questo inconveniente, occorrerebbe modificare lo stadio pilota, inserendo per esempio, un trasformatore-pilota. Ciò comporterebbe però un aumento del costo del convertitore. Data la potenza relativamente bassa trattata da questo convertitore, ci è sembrato opportuno non aumentare il numero dei componenti.

3) Regolazione della tensione d'uscita

Il ponte formato dai resistori R15, R116, e R17 preleva una frazione della tensione d'uscita V_u e la confronta con la tensione di riferimento prodotta all'interno dell'integrato. Se tra V_u e V_{rif} viene a formarsi una differenza di valore, il modulatore della larghezza dell'impulso di pilotaggio entrerà subito in funzione provvedendo, a seconda dei casi, ad aumentare o a diminuire il tempo di conduzione del transistore-interruttore.

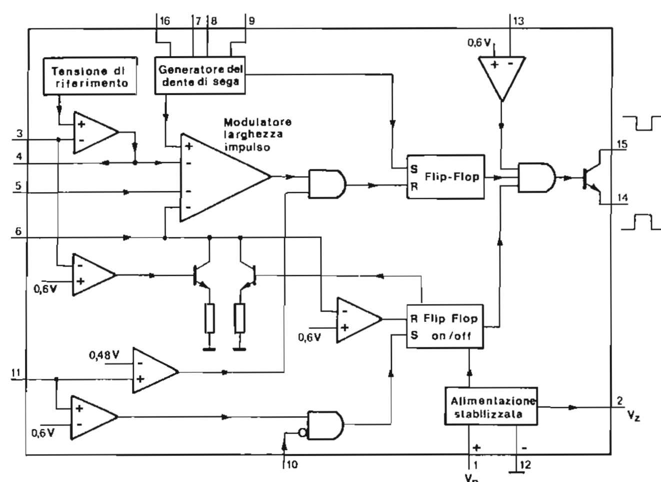


Fig. 9 - Funzioni contenute nel circuito integrato TDA 1060 1 = V_p; 3 = tensione di controreazione; 4 = guadagno; 5 = ingresso modulazione; 6 = regolazione δ max; 11 = ingresso limitazione di corrente; 10 = telecomando; 15/14 = uscite; 13 = protezione smagnetizzazione/sovratensione; 9 = ingresso sincronizzazione; 16 = preregolazione; 7/8 = R.C.

4) Limitazione della corrente di uscita

Il transistore-interruttore deve essere protetto contro eventuali cortocircuiti che potrebbero verificarsi ai morsetti di uscita del convertitore. Il primario del trasformatore T1 è attraversato dalla corrente di collettore di TR3; la tensione presente sul relativo secondario risulterà direttamente proporzionale a questa corrente. Questa tensione verrà quindi applicata al terminale 11 del TDA 1060; questo terminale è collegato, a sua volta, internamente a due comparatori aventi due differenti soglie (e cioè 0,48 V e 0,6 V).

Fissato il valore massimo ammissibile della corrente d'uscita (regolabile mediante R106), se dovesse verificarsi un sovraccarico, la tensione d'uscita tenderebbe a diminuire in proporzione all'aumento della corrente circolante nel carico; e, al limite, in caso di cortocircuito, la tensione d'uscita V_u potrebbe annullarsi del tutto.

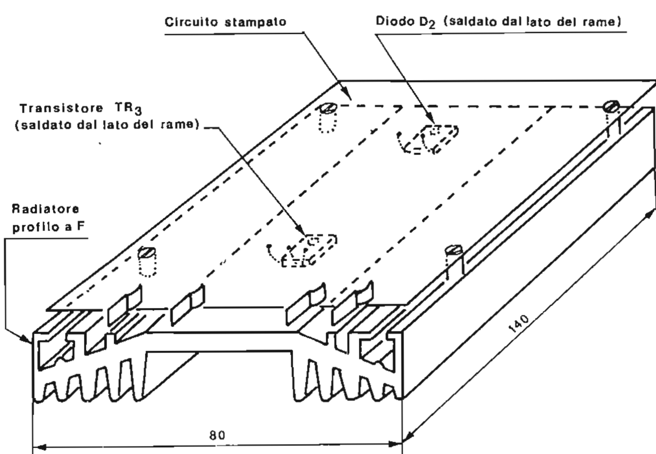


Fig. 10 - Schema di montaggio radiatore di calore/circuito stampato

Il nucleo impiegato per il trasformatore T1 è il tipo 14/9/5 — 3 H2; il cui primario è costituito da 1 spira di filo da 1 mm² e il secondario da 100 spire da 0,25 mm.

5) Diodo di recupero

Per la scelta di questo componente occorre conoscere i valori massimi della corrente d'uscita e quello della tensione d'ingresso. Occorre inoltre che questo diodo abbia un tempo di recupero breve (≃ 50 ns). Il tipo BYW 29 soddisfa alle suddette esigenze. In parallelo a questo diodo occorrerà collegare una rete RC allo scopo di sopprimere le oscillazioni prodotte dalle capacità parassite, specialmente nei casi in cui la corrente assorbita dal carico risulti di basso valore.

6) Induttanza

a) Suo calcolo

L'ampiezza della corrente a impulsi (ΔI_L) che attraversa l'induttanza d'uscita è inversamente proporzionale al valore di L. La relazione che fornisce il valore di L è la seguente:

$$L' = \frac{T_c (V_i - V_u)}{\Delta I_L}$$

nella quale

$$T_c = \frac{V_u}{V_i \times f}.$$

$V_i = 24$ V
$V_u = 12$ V
$f = 22$ kHz
$\Delta I_L = 0{,}2 \times I_s$, e cioè, 0,5 A

per cui avremo:

$$L = \frac{22{,}7 \times 10^{-6} (24 - 12)}{0{,}5} =$$

$$= 545\ \mu H$$

Come nucleo è stato usato il tipo RM 10 in 3C8, le cui caratteristiche principali sono:

A_e = 83,2 mm² (sezione del nucleo)
V_e = 3470 mm³ (volume del nucleo)
I_e = 41,7 mm (lunghezza del nucleo)
B_{max} = 0,3 T

Il numero di spire dell'induttanza è dato dalla relazione:

$$N = \frac{L_o \left[(I_u \max + I'_u) + \frac{\Delta I_L}{2} \right]}{B \times A_e}$$

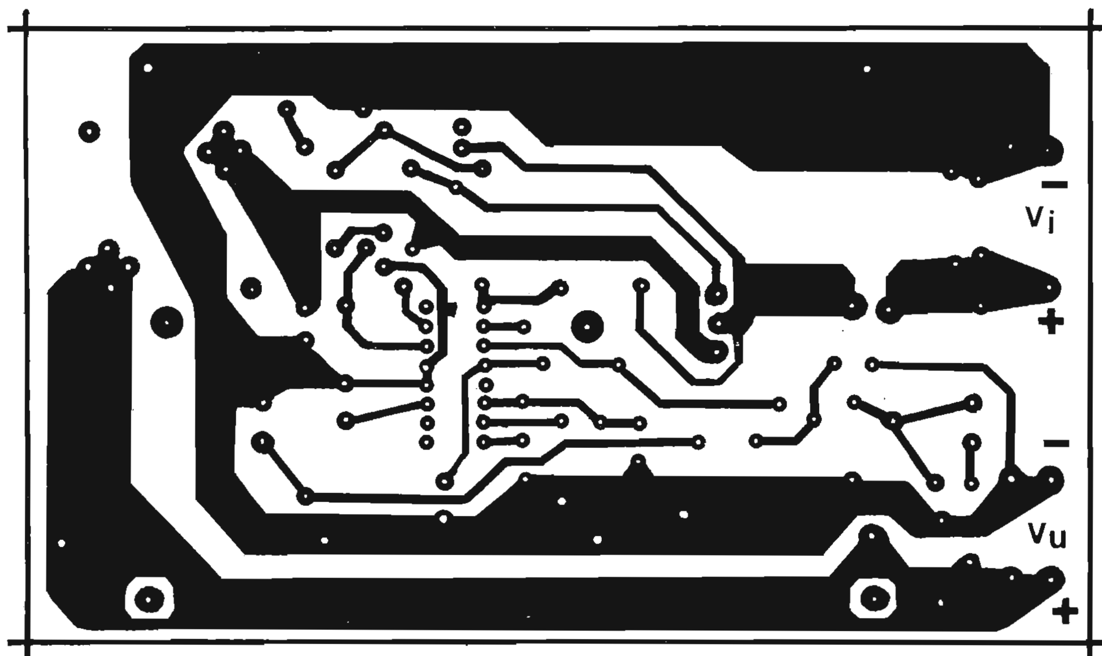


Fig. 11 - Configurazione del rame del circuito stampato impiegato

I'_u indica l'aumento della corrente d'uscita nel caso in cui il convertitore risulti sovraccaricato ($I'_u = 0{,}25 \times I_u$)

per cui avremo:

$$N = \frac{545 \times 10^{-6} \times \left[2{,}5 + 0{,}625 + \frac{2}{0{,}5} \right]}{0{,}3 \times 83{,}2 \times 10^{-6}}$$

$$= 73{,}6$$

in pratica 73 spire

b) Costruzione

In fig. 15 sono riportate le caratteristiche meccaniche del nucleo in ferrite impiegato. Le 73 spire dovranno essere avvolte su un supporto tipo 4313 021 03630.
Il filo usato sarà in rame smaltato da 0,75 mm. L'avvolgimento è realizzato a spire affiancate, a strati non isolati; il traferro complessivo del nucleo è 1,6 mm.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il convertitore va realizzato su un circuito stampato con dimensioni 140 × 80 mm (vedi fig. 11). Il transistore di potenza TR3 e il diodo D2 sono saldati dalla parte del rame e montati isolati sul radiatore avente le stesse dimensioni del circuito stampato. In fig. 10 è riportato uno schema di montaggio radiatore-circuito stampato.

RISULTATO DELLE MISURE

1) Misura del rendimento

Per una tensione d'ingresso di 24 V, la tensione misurata ai morsetti d'uscita era 11,98 V ad una corrente di 2,5 A (29,95 W). La corrente d'ingresso era 1,6 A (38,4 W).
Il rendimento del convertitore con 24 V d'ingresso sarà pertanto:

$$\eta = \frac{P_u}{P_i} = \frac{29{,}95}{38{,}4} = 78\%$$

La curva di fig. 4 indica la variazione del rendimento in funzione della corrente circolante nel carico.

2) Misura della regolazione della tensione d'uscita

a) Regolazione della tensione d'uscita in funzione del carico (fig. 5).

Per una variazione da 0 al 100% del carico, la tensione d'uscita varia da 12, 10 V a 12, 01 V, e cioè, $\Delta V_u = 0{,}09$.

$$\frac{\Delta V_u}{V_u} = \frac{0{,}09}{12{,}01} = 0{,}0074 \text{ e cioè } < 0{,}8\%$$

b) Variazione della tensione d'uscita in funzione della tensione d'ingresso (fig. 6).

Quando la tensione d'ingresso varia da 18 a 32 V, la tensione d'uscita passa da 11,98 V in corrispondenza di 18 V, a 11,96 V in corrispondenza di 32 V.

$$\Delta V_u = 0{,}02 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta V_u}{V_u} = \frac{0{,}02}{11{,}99} = 0{,}0016 \text{ e cioè } < 0{,}2\%$$

3) Caratteristica di limitazione

In fig. 7 si può vedere come varii la tensione d'uscita in funzione dei sovraccarichi di corrente.

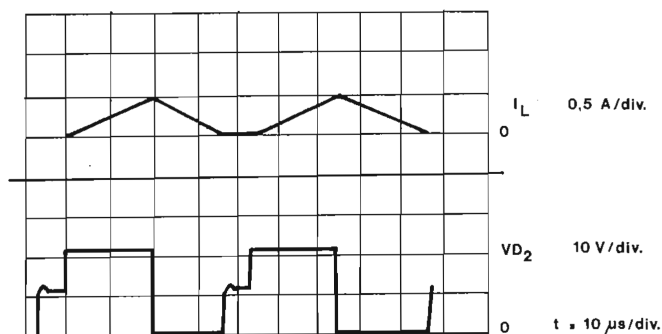


Fig. 12 - Forma d'onda della corrente circolante nell'induttanza (I_L) e della tensione ai capi del diodo D2 (assenza di carico)

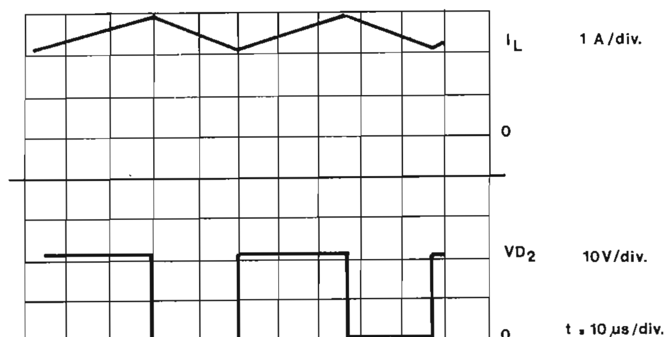


Fig. 13 - Come in fig. 12, ma con il massimo carico

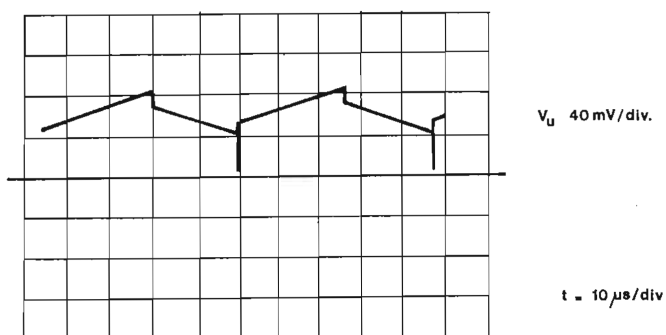


Fig. 14 - Andamento dell'alternata residua ai morsetti di uscita

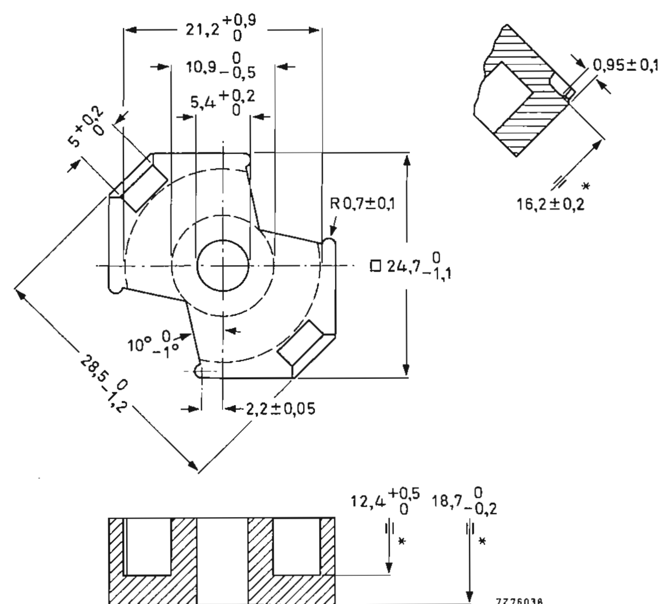


Fig. 15 - Dimensioni (in mm) del nucleo RM10/3C8

4) Rilievo degli oscillogrammi

La fig. 12 indica la corrente I_L nell'induttanza di uscita e la tensione ai capi del diodo D2, nel caso il convertitore sia sprovvisto del carico. La fig. 13 indica l'andamento dei medesimi parametri ma a pieno carico.
La tensione alternata residua all'uscita (fig. 14) ammonta a 40 mV alla potenza nominale d'uscita.

5) Riassunto delle caratteristiche

Tensione d'ingresso	24 Vc.c. (variabili da 18 V a 32 V)
Tensione d'uscita	12 V
Corrente d'uscita	2,5 A
Frequenza di lavoro	22 kHz
Regolazione all'ingresso V_i — 25%	< 0,2 %
Regolazione all'uscita (variaz. del carico da 0 a 100%)	< 0,8 %
Rendimento a pieno carico	78 %
Tensione residua all'uscita (a pieno carico)	40 mV
Temperatura di lavoro	0 °C ÷ 55 °C
Protezione contro i sovraccarichi e i cortocircuiti all'uscita	

Alimentatore a commutazione
Tensione/potenza d'uscita: 24 V / 12 W

Alla serie di progetti di alimentatori a commutazione già pubblicati ne aggiungiamo un altro con 24 V/ 12 W d'uscita. Come transistore-interruttore viene usato il BUX 86, della famiglia dei BUX... opportunamente progettata per questi impieghi.

I transistori BUX 80, BUX 82, BUX 84 e BUX 86 sono transistori ad elevata tensione per impieghi di commutazione. Essi sono quindi particolarmente adatti ad essere impiegati come *transistori-interruttori* negli alimentatori stabilizzati a commutazione (switched-mode power supplies).

In particolare essi posseggono:

- V_{CESM} elevato, pari a 800 V
- velocità di commutazione elevata, e pertanto basse perdite di turn-on/off
- elevata stabilità del « leakage » alle temperature elevate grazie alla tecnologia di passivazione in vetro.

L'alimentatore che descriveremo è isolato dalla rete, ha un rendimento elevato e impiega come transistore-interruttore il *BUX 86*. Il convertitore usato è il tipo *flyback* in quanto la potenza d'uscita è bassa (12 W); ciò semplifica il progetto e rende più compatto l'alimentatore. Quest'ultima caratteristica permette di impiegarlo nelle apparecchiature portatili.

La stabilizzazione della tensione d'uscita è ottenuta grazie all'impiego del circuito integrato *TDA 2640* [1] il quale inoltre permette di eliminare forti correnti di spunto nel condensatore-livellatore d'uscita e protegge l'alimentatore sia contro le sovracorrenti sia contro un'eventuale interruzione dell'anello di reazione.

L'alimentatore ha un rendimento dell'ordine dell'80% per carico con valore nominale; esso è inoltre protetto sia per il caso di assenza di carico che di cortocircuito dei morsetti di uscita.

I criteri riguardanti il progetto di un convertitore del tipo *fly-back* sono stati illustrati in un precedente articolo [2]; nel caso attuale, sarà sufficiente fare soltanto alcune brevi considerazioni.

Alcuni aspetti del progetto

I circuiti che hanno il compito di limitare le tensioni, richiedono solitamente una certa dissipazione di potenza; evidentemente, questo fatto tende a ridurre il rendimento dell'alimentatore per cui, in questi casi, per fare a meno di questi circuiti, conviene disporre di un discreto margine tra la *tensione di collettore imposta* dal circuito e *quella ammissibile* dal transistore impiegato; ciò consente tra l'altro al circuito di ammettere senza danno fenomeni di *overshoot* dovuti al *ringing*.

Per ciò che riguarda la tensione di collettore imposta dal circuito c'è da tener presente che essa tende a diminuire via via che diventa più piccolo il rapporto spire (n) tra ingresso e uscita del trasformatore d'uscita (choke).

Un basso valore di n è richiesto anche per il fatto che occorre non superare il picco ammesso per la corrente di collettore.

Dai « data sheets » risulta che il V_{CESM} del BUX 86 è 800 V (condizione di bloccaggio del transistore).

Pertanto, supponendo di assegnare 200 V al *margine* in questione, avremo che il valore di n (rapporto

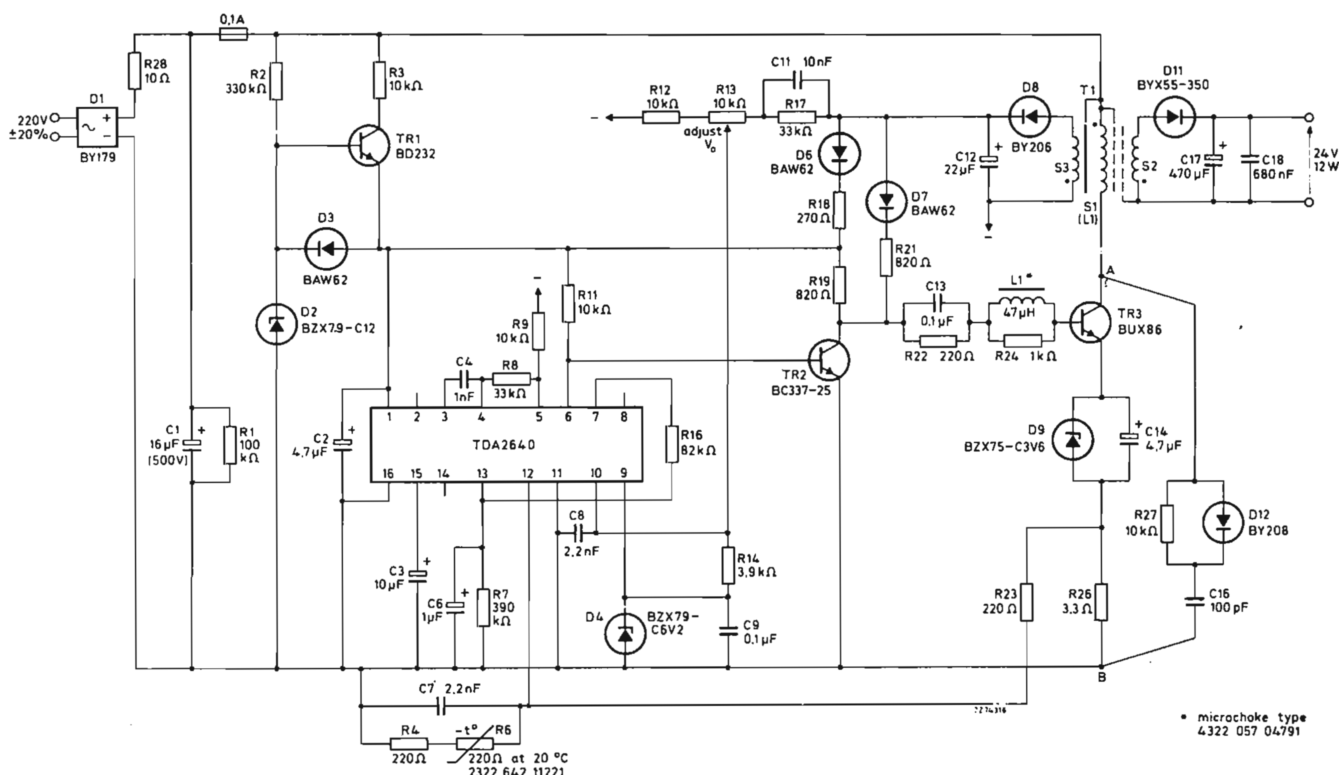


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore da 12 W. Le frecce (—) indicano il collegamento con il negativo d'ingresso del convertitore. Il nucleo di T1 è collegato al + dell'alta tensione.

spire primario/secondario) potrà essere calcolato nella seguente maniera.

La tensione di collettore ammessa è data da:

$$V_{i\,max} + nV_o = 600\ V.$$

nella quale:

$V_{i\,max}$ = 375 V, ed è il valore di picco della tensione continua d'ingresso del convertitore per una tensione di rete di 220 V + 20%.

V_o = 24 V.

Pertanto il rapporto spire *n* avrà il valore di:

$$n = 9{,}37$$

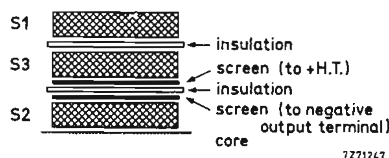


Fig. 2 - Avvolgimenti di T1 in sezione:

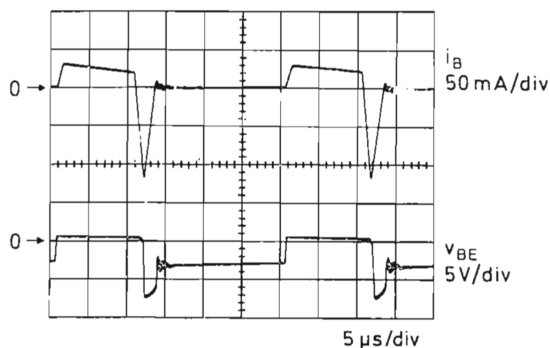
S1 = 4 strati di 63 spire ciascuno di filo di rame smaltato da 0,2 mm.
S2 = 1 strato di 27 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm
S3 = 1 strato di 22 spire di rame smaltato da 0,2 mm.
Nucleo = Ferroxcube 3C8 tipo UU-20/32/7 con spaziatura di 0,11 mm tra i due seminuclei.

Il circuito dell'alimentatore

L'avvolgimento terziario *S3* del trasformatore di uscita raddoppia la tensione d'uscita del convertitore; la tensione raddoppiata formata ai capi di S 3 viene raddrizzata da D6 (BY 206) e livellata da C 12 (22 μF). Una frazione di questa tensione continua viene applicata tramite il cursore del potenziometro R13 al piedino 10 dell'integrato TDA 2640: qui essa viene confrontata con una tensione fissa di 6,2 V fornita dallo zener C 6V2 (BZX 79): il ciclo di utilizzazione (duty cycle) del transistore-interruttore, e di conseguenza, la stabilizzazione della tensione d'uscita, dipendono appunto dal suddetto confronto.

Per avere una minore dissipazione complessiva si è pensato di alimentare il TDA 2640 e di polarizzare la base del transistore-interruttore mediante la tensione raddrizzata e livellata presente sul condensatore C12; (solitamente per questo scopo ci si serve della tensione continua d'ingresso del convertitore).

Per poter far ciò si è però dovuto includere il circuito formato da R2/R3/TR1 il quale ha il compito di fornire la tensione di alimentazione al TDA 2640 e la tensione di polarizzazione di base al TR3 *al momento della messa in funzione dell'alimentatore*, quando appunto non è ancora presente la tensione d'uscita dell'alimentatore. Infatti, fino a quando non è presente la tensione su C12, il suddetto circuito è in grado di fornire 25 mA con 11 V. Appena però, la tensione su C12 diventa 11,5 V, il diodo D6 si « apre » e lascia passare una certa corrente di alimentazione che diventerà quella definitiva quando, raggiunto il valore di 13 V, anche il diodo D3 risulterà polarizzato in senso diretto cortocircuitando base-emettitore di TR1, per cui quest'ultimo risulterà bloccato (interdizione).



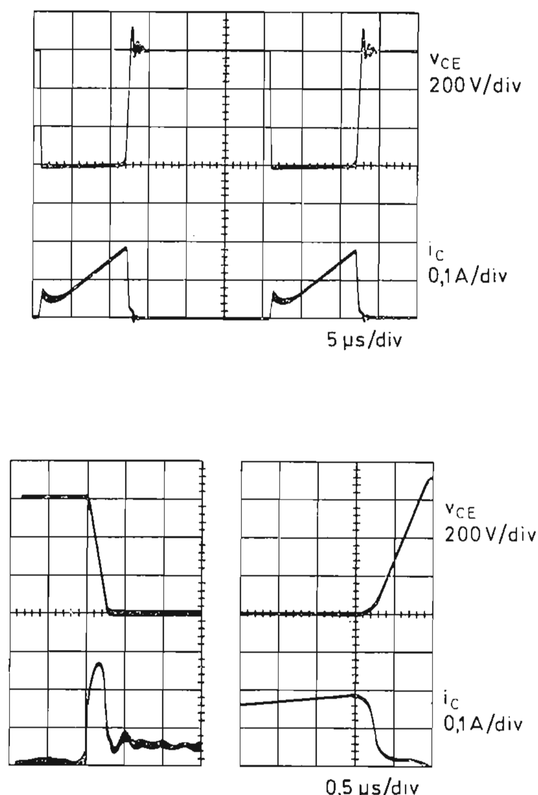


Fig. 3 - Funzionamento del BUX 86 alla tensione c.c. d'ingresso del convertitore (375 V). In basso, gli oscillogrammi a sinistra si riferiscono alla condizione di conduzione del transistore (turn-on), quelli di destra alla condizione di bloccaggio (turn-off).

Il circuito di alimentazione allo spunto (R2/R3/TR1) risulterà quindi escluso, essendo entrato in funzione quello principale. La tensione su C12 raggiungerà, a regime, il valore di 20 V.

Il circuito di protezione contro eventuali *picchi di corrente* di collettore nel transistore-interruttore (BUX 86) è costituito semplicemente dal resistore R26 nel circuito di emettitore del BUX 86.

Quando la tensione ai suoi capi raggiunge valori pericolosi per il transistore, il TDA 2640 al quale tale tensione viene riportata, interrompe il funzionamento del convertitore.

Per ridurre le interferenze derivanti dalle veloci *aperture/chiusure* di TR3, tutti i collegamenti tra i punti *A* (collettore di TR3) e *B* dovranno essere più corti possibile.

Il transistore TR2 inverte e amplifica il segnale di pilotaggio rettangolare in uscita dall'integrato. Del trasformatore pilota, per motivi di semplicità, si fa a meno. La rete formata da D9/C14 serve a perfezionare la condizione di bloccaggio del transistore-interruttore: la tensione che si forma ai suoi capi è 3,6 V. Il valore dell'induttanza di L1 è adeguato al *tempo di immagazzinamento* (storage time) del transistore. Il valore di quest'ultimo è circa 1 µs (47 µH induttanza di base). Il *tempo di caduta* (fall time) è 0,3 µs a 100° di temperatura della base di montaggio del transistore.

In fig. 3 si possono vedere le forme d'onda di i_B e di v_{BE}.

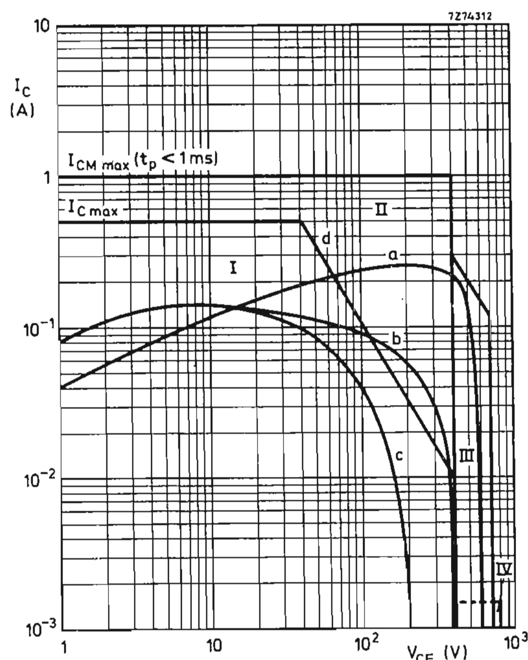


Fig. 4 - Curve SOAR del BUX 86 sulle quali è stato riportato il ciclo di funzionamento del transistore.
a = conduzione (turn-on)
b = bloccaggio (turn-off)
c = bloccaggio con t_f tipico (0,3 µs)
d = linea di demarcazione del « second breakdown » (funzionamento in c.c.).

Il « choke » a tre avvolgimenti (L1)

Per L1 (choke a tre avvolgimenti) si è usato il nucleo *3C8* tipo UU-20/32/7; tra i due seminuclei vi è una spaziatura di 0,11 mm; complessivamente si ha quindi un *traferro* di 0,22 mm. L'induttanza del primario è circa 23 mH. In fig. 2 si può vedere il choke in sezione.

Dissipatori di calore

Bisognerà fare in modo che il transistore TR1 (fig. 1) venga ad avere tra base di montaggio e ambiente una *resistenza termica* del valore di 13 °C/W;

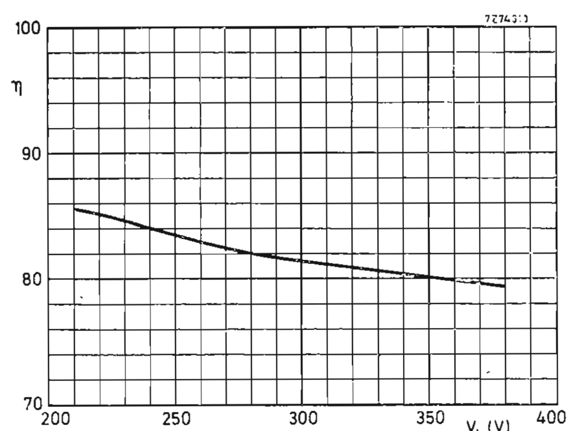


Fig. 5 - Andamento del rendimento (η) (carico al valore nominale) in funzione della tensione continua d'ingresso. Il grafico tiene conto di una tensione di rete con —20% e +20% rispetto al valore nominale di 220 V_{eff}.

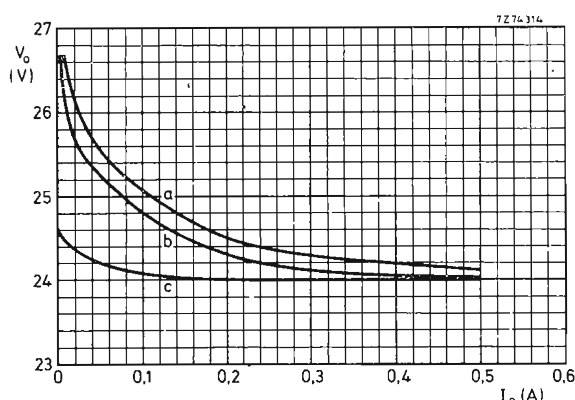


Fig. 6 - Stabilizzazione in funzione del carico per:
V_i = 375 V (220 V + 20%) — curva a,
V_i = 240 V (220 — 10%) — curva b,
ingresso tensione di controllo preso direttamente dall'uscita — curva c.

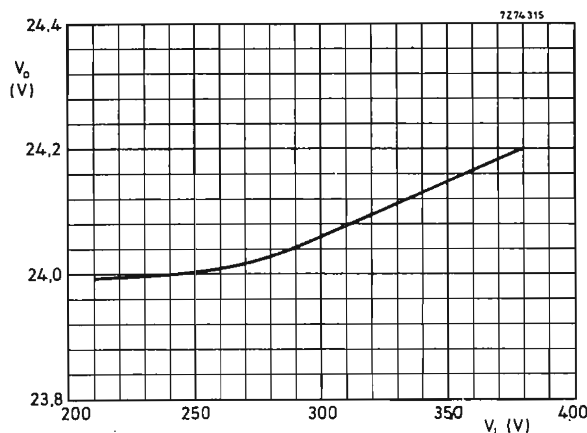


Fig. 7 - Stabilizzazione in funzione della tensione di rete (carico nominale). Il grafico si riferisce ad una tensione di rete d'ingresso variabile ± 20 rispetto al valore nominale di 220 V_{eff}.

ciò per far fronte ad una dissipazione di collettore di 3 W che si ha nel caso di cortocircuito dell'uscita del convertitore.

Il transistore-interruttore (e cioè, TR3) richiede invece una resistenza termica base di montaggio/ambiente molto più elevata (e cioè 45° C/W) in quanto nelle peggiori condizioni di funzionamento, esso presenta una dissipazione massima di collettore di soli 1,3 W. Pertanto, il suddetto valore di resistenza termica potrà essere ottenuto montando il transistore su una aletta di raffreddamento di alluminio con superficie di 8 cm² e spessore di 1 mm.

I valori di resistenza termica sopracitati per TR1 e TR3 valgano per una temperatura dell'ambiente fino a 60 °C.

In fig. 3 sono riportati alcuni oscillogrammi riferentesi al caso di massima tensione continua d'ingresso del convertitore. La fig. 4 riporta le condizioni di funzionamento tipiche del BUX 86, e cioè, di conduzione (turn-on) e di bloccaggio (turn-off), le quali, come si vede, rientrano nelle curve *SOAR* del transistore stesso.

Prestazioni

Rendimento

Inteso come rapporto tra uscita/ingresso e per un carico nominale (e cioè 12 W) s'aggira sull'80...86%; ciò è indicato in fig. 5, dalla quale risulta anche che esso è funzione del valore della tensione di rete.

Regolazione della tensione d'uscita

Nella fig. 6 si vede che la migliore regolazione della tensione d'uscita si ha quando la tensione di controllo per il TDA 2640 viene presa *direttamente* dall'uscita del convertitore; in questo caso non si ha però isolamento dalla rete. Dalla fig. 7 si vede che l'uscita varia di appena 0,2 V (meno dell'1%) per una variazione ± 20% della tensione di rete (220 V).

Alternata presente sulla tensione continua d'uscita

L'alternata residua (ripple) presente sulla tensione continua d'uscita ha un valore inferiore a 50 mVp.p. (100 Hz) con tensione di rete e con carico entrambi sul valore nominale. L'alternata residua (ripple) di alta frequenza ha in queste condizioni il valore di 0,5 Vp.p.

Valori estremi della tensione di rete

Sono rispettivamente 220 — 20% e 220 V + 20%.

Condizioni del carico

L'alimentatore è protetto sia nel caso di mancanza di carico sia nel caso di cortocircuito dei morsetti d'uscita.

Temperatura ambiente

Non deve superare i 60 °C.

A. de Pagter

Riferimenti

1) Vedi Nota di applicazione N. 32

2) Vedi Nota di applicazione N. 45

SPP - Synchronised power pack: un nuovo sistema per produrre tutte le tensioni di alimentazione richieste da un televisore a colori

L'alimentatore descritto presentato dalla Philips / Elcoma, rappresenta un decisivo passo in avanti nella semplificazione di due importanti parti del televisore a colori quali l'alimentatore e lo stadio finale di riga. Per la prima volta infatti un alimentatore del tipo a commutazione è in grado di fornire tutte le tensioni di alimentazione richieste dal televisore compresa l'EAT. Il classico trasformatore di riga viene eliminato e sostituito in pratica da un'induttanza di piccole dimensioni.

Gli alimentatori stabilizzati a commutazione (SMPS) sono stati da tempo impiegati anche nei televisori a colori. Questi alimentatori sono in grado di fornire tutte le tensioni continue necessarie al funzionamento del televisore meno l'EAT e la tensione di focalizzazione. L'alimentatore a commutazione sincronizzata *Philips*, meglio noto con la sigla SPP (Synchronised Power Pack), è in grado di fornire anche l'EAT per il cinescopio. Esso quindi è il solo tipo di alimentatore a commutazione in grado di fornire veramente *tutte* le tensioni continue stabilizzate richieste da un televisore a colori; è un alimentatore economico, di ottimo rendimento e di ridotte dimensioni.

L'alimentatore SPP consente inoltre di progettare uno *chassis TV universale*, con il quale è possibile realizzare televisori con cinescopi con angolo di deflessione di 90° oppure di 110°.

Per quanto detto sopra è evidente che con l'introduzione di questo alimentatore, il progetto dello stadio finale di riga (dal quale normalmente viene ricavata la EAT) risulterà enormemente semplificato in quanto il trasformatore di riga che ne costituisce il componente più importante e più complesso sarà ora sostituito da una induttanza di ridotte dimensioni.

UN PO' DI STORIA

Nei primi televisori a colori ibridi venivano impiegati nello stadio finale di riga valvole termoioniche. Un circuito di reazione ad esse associato provvedeva a stabilizzare l'EAT e le dimensioni dell'immagine contro eventuali variazioni della tensione di alimentazione. Stando così le cose, si poteva con tutta tranquillità impiegare una tensione di alimentazione continua *non stabilizzata*, ed inoltre, siccome era richiesto un valore di tensione di circa 280 V, si trovò conveniente e semplice ricavarla direttamente mediante raddrizzatori, dalla tensione di rete d'ingresso.

Con la successiva sostituzione nello stadio finale di riga, del transistore al posto della valvola le cose non furono più tanto semplici.

Il transistore lavora nello stadio finale di riga come un interruttore, e quindi il tipo di conduzione è "tutto" o "niente", e pertanto non controllabile tramite una controreazione stabilizzante. Stando così le cose, non era pensabile alimentare questo transistore con una tensione di alimentazione *non stabilizzata*, in quanto eventuali variazioni di quest'ultima avrebbero prodotto variazioni nelle dimensioni dell'immagine. Da qui, la

necessità di *stabilizzare* la tensione di alimentazione del transistore finale di riga. Vennero studiati vari circuiti. Tutti però presentavano una certa complessità, e soprattutto, avevano un basso rendimento a causa delle notevoli perdite che si verificavano nel transistore (o tiristore) collegato in serie nella linea di alimentazione del transistore finale di riga.

La crescente esigenza di collegare al televisore il registratore video, sistemi di giochi televisivi, cuffie e altre apparecchiature rese imperativa (norme VDE e CEI) la necessità di isolare lo chassis del televisore dalla tensione della rete. A complicare le cose s'aggiunse la tendenza a realizzare televisori sempre più ridotti in profondità, per cui era impensabile, per il corretto funzionamento del televisore, avere ancora sullo chassis, un elemento a forte dissipazione, come lo è appunto il transistore-regolatore in serie di un alimentatore stabilizzato convenzionale.

La soluzione più ovvia di questi problemi sarebbe stata l'introduzione nel televisore di un alimentatore a commutazione (SMPS), sistema questo già introdotto con successo nelle apparecchiature professionali. La complessità del circuito di controllo di questo tipo di alimentatore e la mancanza *a quell'epoca* di componenti adatti ne impedirono l'immediata introduzione nel televisore.

Fortunatamente, i notevoli progressi tecnologici associati con la comparsa di transistori, condensatori elettrolitici, nuclei in ferrite adatti e circuiti integrati contenenti tutte le funzioni di controllo e di pilotaggio richieste, consentirono una rapida introduzione dell'alimentatore a commutazione anche nei televisori a colori.

I vantaggi di questo tipo di alimentatore stabilizzato sono ormai noti. Essi sono:
- rendimento elevato
- peso e volume ridotti
- protezioni contro i cortocircuiti, i sovraccarichi e le sovratensioni
- isolamento dello chassis dalla tensione di rete ottenibile in modo semplice ed economico.

L'alimentatore stabilizzato a commutazione non era ancora però in grado di fornire *tutte* le tensioni di alimentazione richieste da un televisore a colori. L'EAT infatti bisognava ancora ricavarla dallo stadio finale di riga, e ciò significava per il progettista tener conto, nel dimensionamento dello stadio finale di riga, non solo delle funzioni richieste da questo stadio (principalmente la deflessione orizzontale) ma anche di un carico aggiuntivo, costituito appunto dalla corrente di fascio del cinescopio. Un siffatto generatore della tensione EAT normalmente presenta una resistenza interna abbastanza elevata, il che può comportare una variazione dell'ampiezza dell'immagine al variare della corrente di fascio.

Tutti questi inconvenienti, come già detto all'inizio, sono stati eliminati dall'alimentatore a commmutazione sincronizzata (SPP) il quale è in grado di fornire *anche* l'EAT.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELL'ALIMENTATORE SPP

Il circuito-base con le relative forme d'onda è riportato nelle figure 1 e 2. Una parte di esso funziona secondo il principio dei convertitori c.c./c.c. a conduzione diretta (forward converter); l'altra parte funziona secondo il principio di un convenzionale circuito a rilassamento, normalmente usato per la produzione di segnali a impulsi.

Il funzionamento di questa seconda parte è simile a quello del circuito per la generazione della corrente di deflessione orizzontale, e pertanto nella sua descrizione verranno usati gli stessi termini come "scansione" e "ritorno".

Funzione del convertitore c.c./c.c.

Quando il transistore TR1 viene portato in conduzione dalla parte positiva dell'onda quadra di pilotaggio applicata alla sua base, avremo circolazione di corrente proveniente dalla tensione d'ingresso (V_{in}) attraverso le induttanze L1 e L2, e, ovviamente, il transistore TR1. In particolare, nell'induttanza L1 la corrente aumenterà in maniera lineare secondo la nota relazione di/dt = V/L, ed in essa potrà immagazzinarsi una certa quantità di energia, più precisamente, $\frac{1}{2} LI^2$. Quando il transistore cessa di condurre, la polarità della tensione formatasi ai capi di L1 si invertirà, e l'energia precedentemente immagazzinata in L1 verrà trasferita tramite il diodo D1, nel condensatore C1 che risulterà pertanto caricato. Variando il periodo di conduzione (δT) del transistore TR1, sarà quindi possibile controllare l'energia immagazzinata in L1, e di conseguenza, anche la tensione ai capi del condensatore C1 dato che $V_{C1} = \delta V_{(in)}$. I diodi D1 e D2 fanno sì che la tensione picco-picco che si forma ai capi di C1 non oltrepassi i valori di V_{in} e 0 V.

Funzione del circuito a rilassamento

Consideriamo ora il circuito formato da L2, C2, C1 e D4 nel quale il condensatore C1 svolge la funzione di batteria di alimentazione fornendo una tensione pari a δV_{in}. Quando il transistore TR1 conduce, l'induttanza L2 sarà attraversata da una corrente con andamento lineare; la tensione ai capi dell'induttanza si manterrà però su un valore corrispondente a δV_{in} dato che C1 risulta collegato ad essa tramite TR1 e D2. Anche in questo caso abbiamo immagazzinamento di energia nell'induttanza L2.

Quando il transistore cessa di condurre, il circuito risonante formato da C2 e L2 produrrà solo una libera semioscillazione in quanto l'energia immagazzinata in L2 verrà ora trasferita in C2.

La corrente che circola nell'induttanza L2 si ridurrà a zero secondo la legge del coseno mentre la tensione ai capi della medesima aumenterà secondo la legge del seno. Questa tensione raggiungerà il massimo valore nell'istante in cui la corrente nell'induttanza si riduce a zero. A questo punto, tutta l'energia contenuta in L2 sarà stata trasferita in C2. Quest'ultimo si scaricherà, a sua volta, su L2 la quale sarà, pertanto percorsa da una corrente, di direzione opposta, la quale tenderà ora ad aumentare in senso negativo secondo la legge del coseno mentre la tensione ai capi della medesima diminuirà secondo la legge del seno. Il risultato finale sarà la formazione di «un'impulso di ritorno» ai capi dell'induttanza L2.

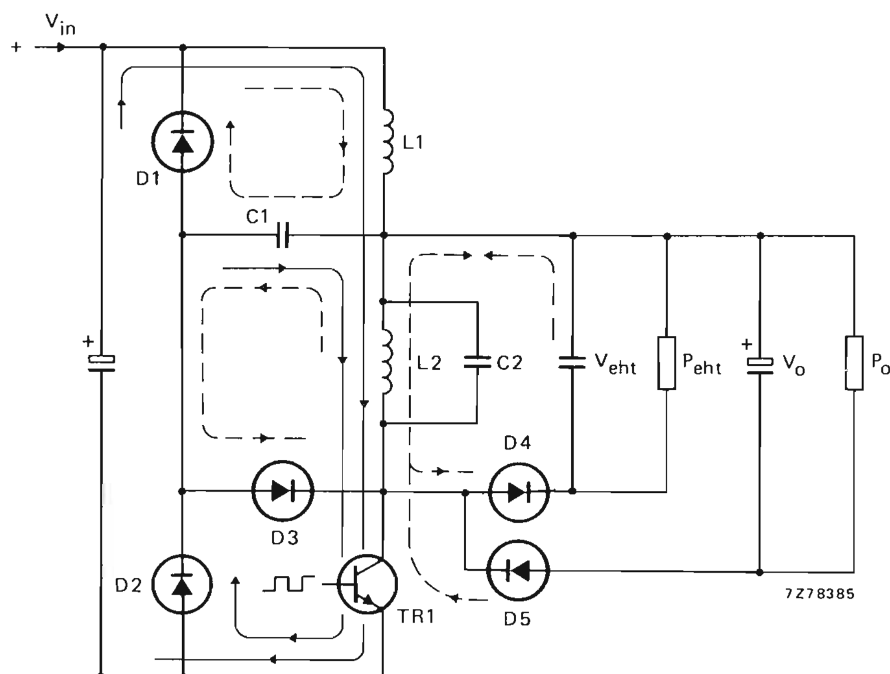


Fig. 1 - Circuito-base per spiegare il principio di funzionamento dell'alimentatore stabilizzato sincronizzato (SPP). Nel circuito pratico, per ridurre le interferenze, le polarità risultano invertite. Il tratto pieno indica la circolazione di corrente quando TR1 conduce, il tratteggio indica la circolazione di corrente quando TR1 è bloccato

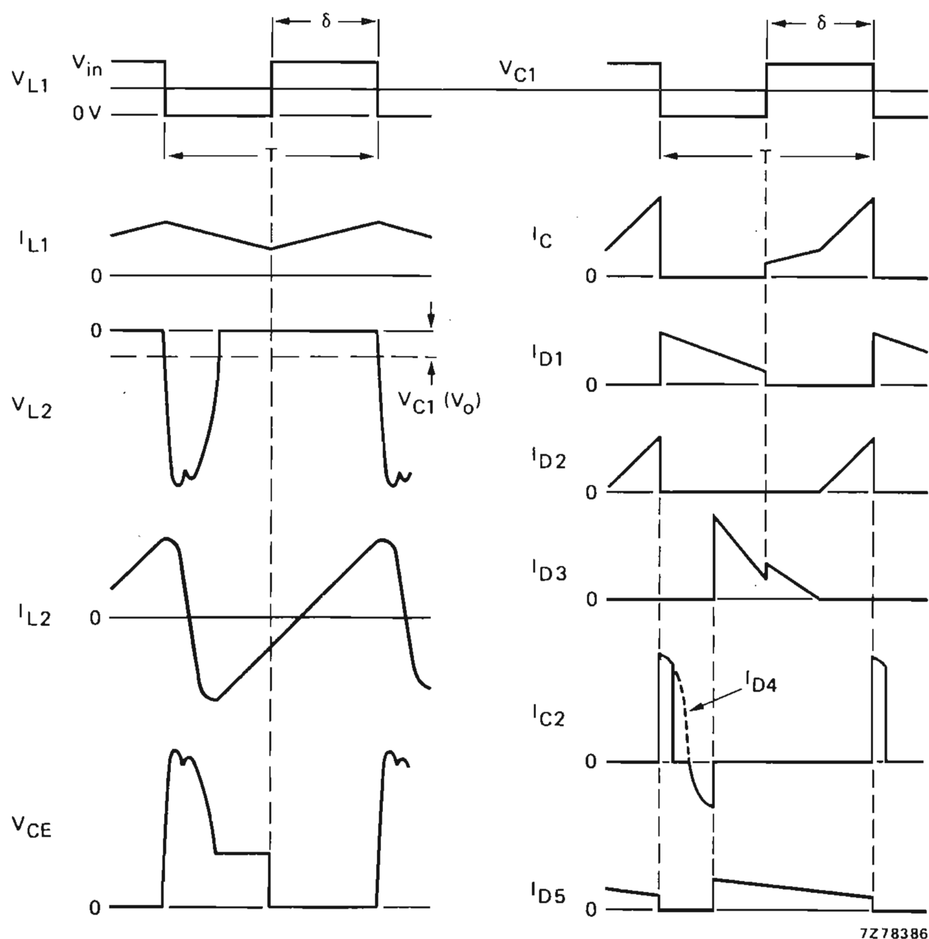


Fig. 2 - Forme d'onda teoriche presenti nei vari punti del circuito-base

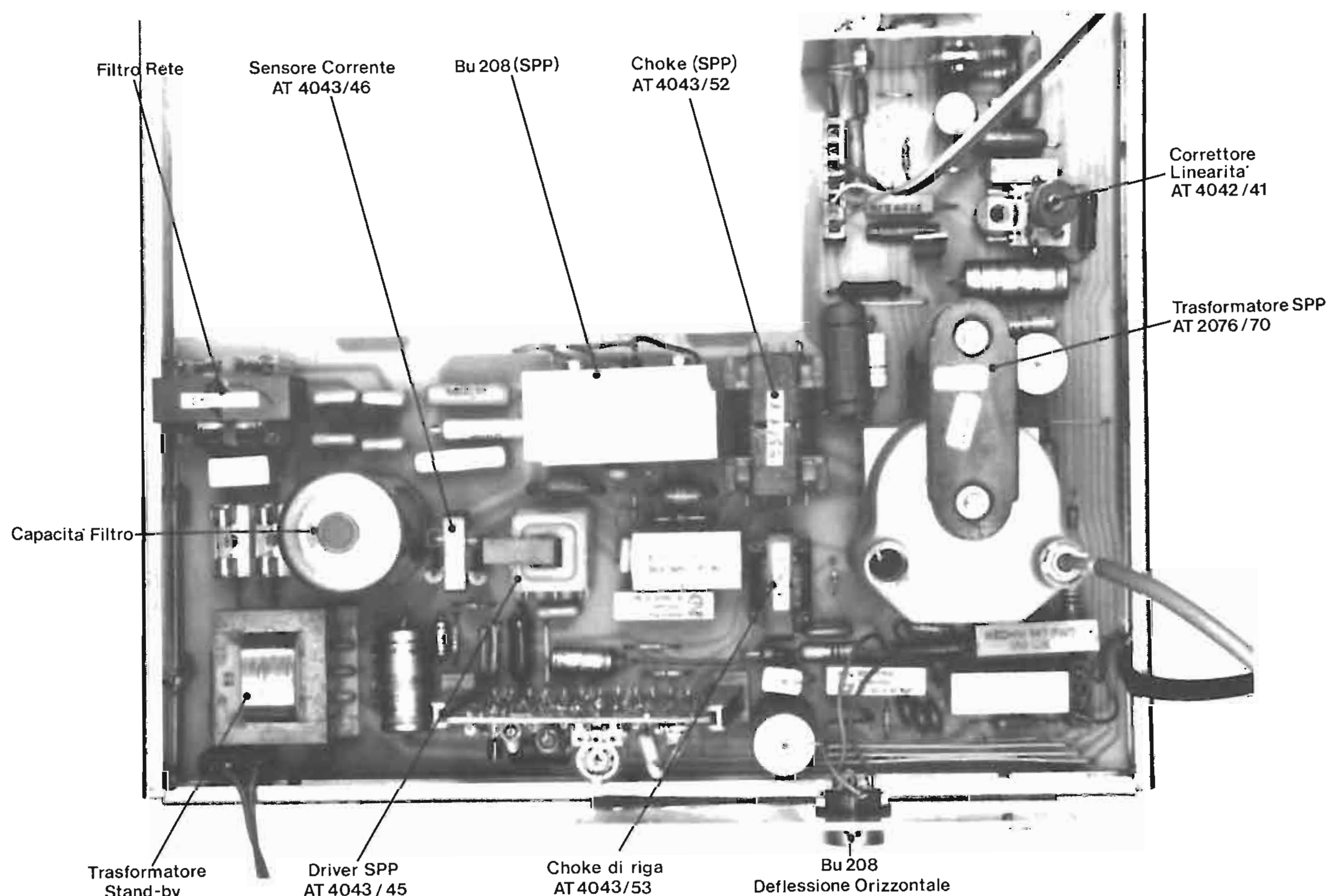


Fig. 3 - Particolare del telaio prototipo TVC. Nella foto sono evidenziati i componenti che costituiscono l'alimentatore S.P.P. e la deflessione orizzontale

Terminato questo primo mezzo ciclo di libere oscillazioni della tensione ai capi di L2, il diodo D3 inizierà a condurre, e la tensione formatasi ai capi di C1 (e cioè δV_{in}) verrà di nuovo collegata ai capi dell'induttanza L2.

Questa tensione ai capi di L2 si manterrà sul valore δV_{in} fino alla fine del successivo periodo di conduzione del transistore. A questo punto, il ciclo di funzionamento si ripeterà secondo le modalità suddette.

Da quanto sopra risulta evidente che ai capi dell'induttanza L2 avremo formazione di «impulsi di ritorno» diretti in senso negativo. La tensione ai capi di L2 durante il tempo intercorrente tra due impulsi di ritorno (periodo di «scansione») verrà stabilizzata al valore δV_{in} dall'azione del convertitore c.c./c.c. Siccome esiste una relazione fissa fra questo livello e il valore di picco degli «impulsi di ritorno», raddrizzando la tensione ai capi di L2 durante il «tempo di scansione» potremmo ottenere elevati valori di corrente (a basse tensioni) da usare per l'alimentazione dei vari circuiti del televisore.

Raddrizzando invece la tensione che si forma ai capi di L2 durante il «tempo di ritorno» otterremo valori elevati di tensione (a basse correnti) da usare per la formazione dell'EAT e della tensione di focalizzazione.

La stabilizzazione delle suddette correnti e/o tensioni dipenderà dal dimensionamento dell'anello di reazione che controlla i tempi di conduzione del transistore-interruttore (e cioè TR1).

Per impedire che, in caso di mancanza di deflessione, si formi un punto bianco sullo schermo del cinescopio si farà in modo che la tensione che alimenta la seconda griglia del cinescopio venga ancora prelevata dallo stadio finale di riga.

CARATTERISTICHE PARTICOLARI DELL'ALIMENTATORE SPP

Riassumendo quanto sopradetto possiamo pertanto affermare che rispetto ad un convenzionale alimentatore stabilizzato a commutazione, l'alimentatore sincronizzato SPP presenta i seguenti vantaggi:

— tutte le tensioni richieste dal ricevitore (compresa l'EAT e l'impulso di pilotaggio per il transistore finale di riga) sono fornite dall'alimentatore SPP.

— la resistenza interna della sorgente dell'EAT è bassa (valore tipico ≈ 1 MΩ).

— nello stadio finale di riga, il trasformatore è sostituito da una semplice induttanza.

— il circuito di correzione della distorsione a cuscino est-ovest è molto semplificato. Non è più richiesto il modulatore a diodo in quanto l'EAT non è influenzata dal sistema di modulazione est-ovest.

— la potenza assorbita dal televisore (a corrente di fascio zero) è diminuita del 10 ... 18%. Ciò è stato possibile grazie all'eliminazione sia delle perdite di commutazione sia della doppia conversione richiesta dai sistemi convenzionali usati fino ad oggi per ottenere l'EAT.

— la flessibilità di progetto è aumentata senza apportarvi alcuna modifica; questo stesso alimentatore può servire infatti per realizzare chassis per cinescopi con angolo di deflessione da 90° (14") e 110° (26").

— la piastra del circuito stampato ha dimensioni più ridotte, principalmente a causa della mancanza del trasformatore di riga, sostituito, come già detto, da una induttanza di piccole dimensioni

— lo chassis è isolato dalla tensione di rete, come appunto richiesto, dalle attuali esigenze dei costruttori di televisori. L'alimentatore SPP soddisfa infatti alle norme IEC 65 riguardanti l'isolamento degli chassis dei televisori dalla tensione di rete.

In fig. 4 è riportato lo schema a blocchi dell'alimentatore stabilizzato SPP; in figura 3 una sua realizzazione pratica. Nelle figure 5 e 6 si possono vedere esempi d'impiego di questo alimentatore in un televisore a colori 30AX con cinescopio 110°, 26", e in un televisore con cinescopio 90°, 20".

Le figg. 7, 8 e 9 servono a dare un'idea della progressiva semplificazione che hanno subito in questi anni l'alimentatore, il generatore dell'EAT e il circuito di deflessione di un televisore a colori.

In fig. 7, vediamo, partendo da sinistra, il trasformatore di potenza di un alimentatore a commutazione a frequenza di funzionamento variabile. Segue il trasformatore finale di riga con l'avvolgimento per l'EAT il cui valore veniva triplicato dall'apposito modulo indicato in figura.

In fig. 8, sempre partendo da sinistra, è indicato ancora un trasformatore di potenza per alimentatore a commutazione a frequenza di funzionamento fissa. Segue il trasformatore di riga tipo DST (Diode, Split Transformer) che incorpora il raddrizzamento e l'elevazione della tensione EAT.

In fig. 9, vediamo la soluzione descritta in questo articolo.

Essa prevede un trasformatore di potenza per l'alimentatore a commutazione a frequenza di funzionamento fissa. Da questo trasformatore si ricava anche la tensione EAT (soluzione SPP); al posto del trasformatore di riga viene, in questo caso, impiegata un'induttanza di piccole dimensioni, come appunto indicato in figura.

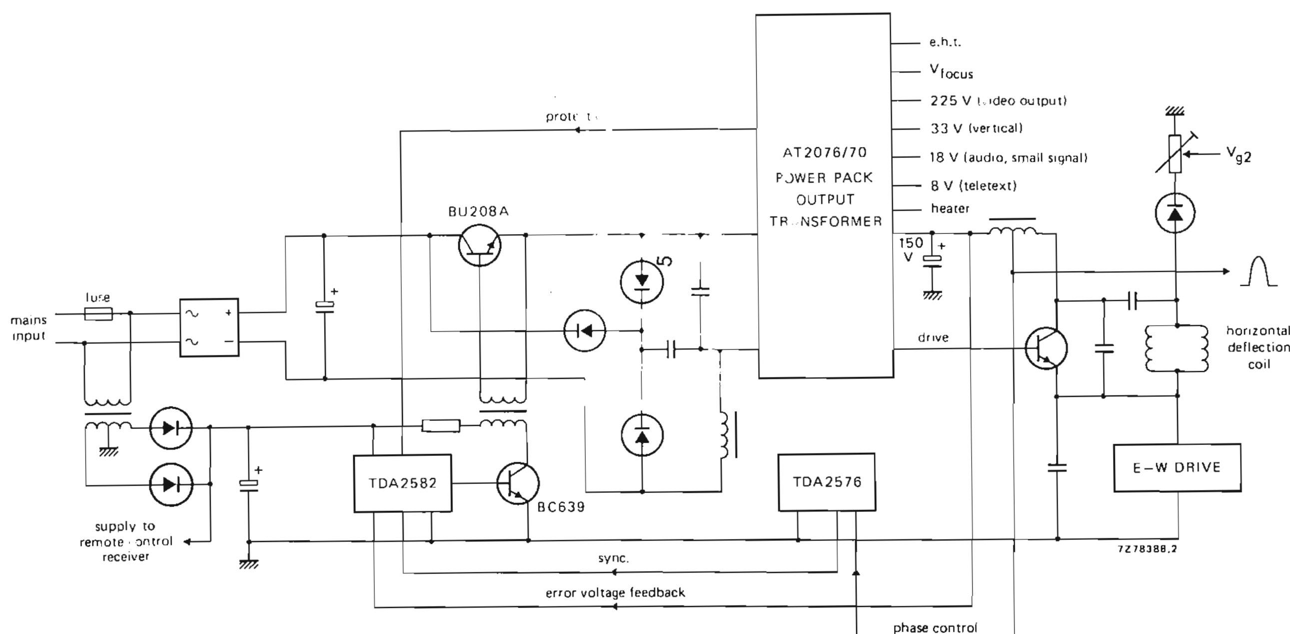


Fig. 4 - Schema a blocchi dell'alimentatore stabilizzato SPP, isolato dalla rete. Dallo stadio finale di riga viene prelevata solo la tensione per la griglia schermo (V_{g2}) del cinescopio, allo scopo di impedire un eventuale danneggiamento allo schermo in caso di mancanza di deflessione orizzontale.

Fig. 5 - Esempio d'impiego dell'alimentatore stabilizzato sincronizzato SPP nello chassis di un televisore a colori 30 AX da 26", 110°

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11

HORIZONTAL DEFLECTION

470 kΩ

10 nF (1000 V)

BY184

AT4043/53

300 nF

1,2 Ω

15 μH

BU208A

11 nF (1500 V)

AT1270 hor. defl. coils

BY226

AT4042/42

1,8 kΩ

330 Ω

1 μF

2 MΩ (3×)

1,2 MΩ

from video ampl.

B G R

1,5 kΩ

167 MΩ

47 MΩ

A66-540X

10 nF

3,3 kΩ

10 kΩ

2,2 Ω (2 W)

22 Ω (4 W)

220 μF (40 V)

5,1 kΩ

120 kΩ

200 kΩ

82 kΩ

68 nF (630 V)

VERTICAL DEFLECTION

freq. 47 kΩ

100 nF

680 Ω

470 nF

ampl. 220 kΩ

lin. 22 kΩ

BAX18

6,8 μF (40 V)

1 μF (63 V)

470 nF

100 kΩ

120 kΩ

5,6 kΩ

TDA2652

10 μF (25 V)

10 nF

330 nF

3,3 kΩ

10 nF

10 kΩ

vertical blanking

3,9 kΩ

39 kΩ

100 nF

15 kΩ

20 kΩ

2 × 1 nF

125 V

560 nF

2,2 kΩ

330 nF

D1 ... D6

180 Ω

AT1270 vert. defl. coils

68 kΩ

68 nF

68 kΩ

10 kΩ

width 220 kΩ

1,5 MΩ

56 kΩ

6,8 kΩ

68 nF

56 kΩ

100 kΩ

330 nF

69 nF

pw 47 kΩ

680 kΩ

150 kΩ

3,3 kΩ

BC557

68 nF

68 kΩ

60 μF (40 V)

BC547C

1 nF

BD677

6,8 kΩ

6,2 kΩ

1 kΩ

220 μF (4 V)

7Z84129

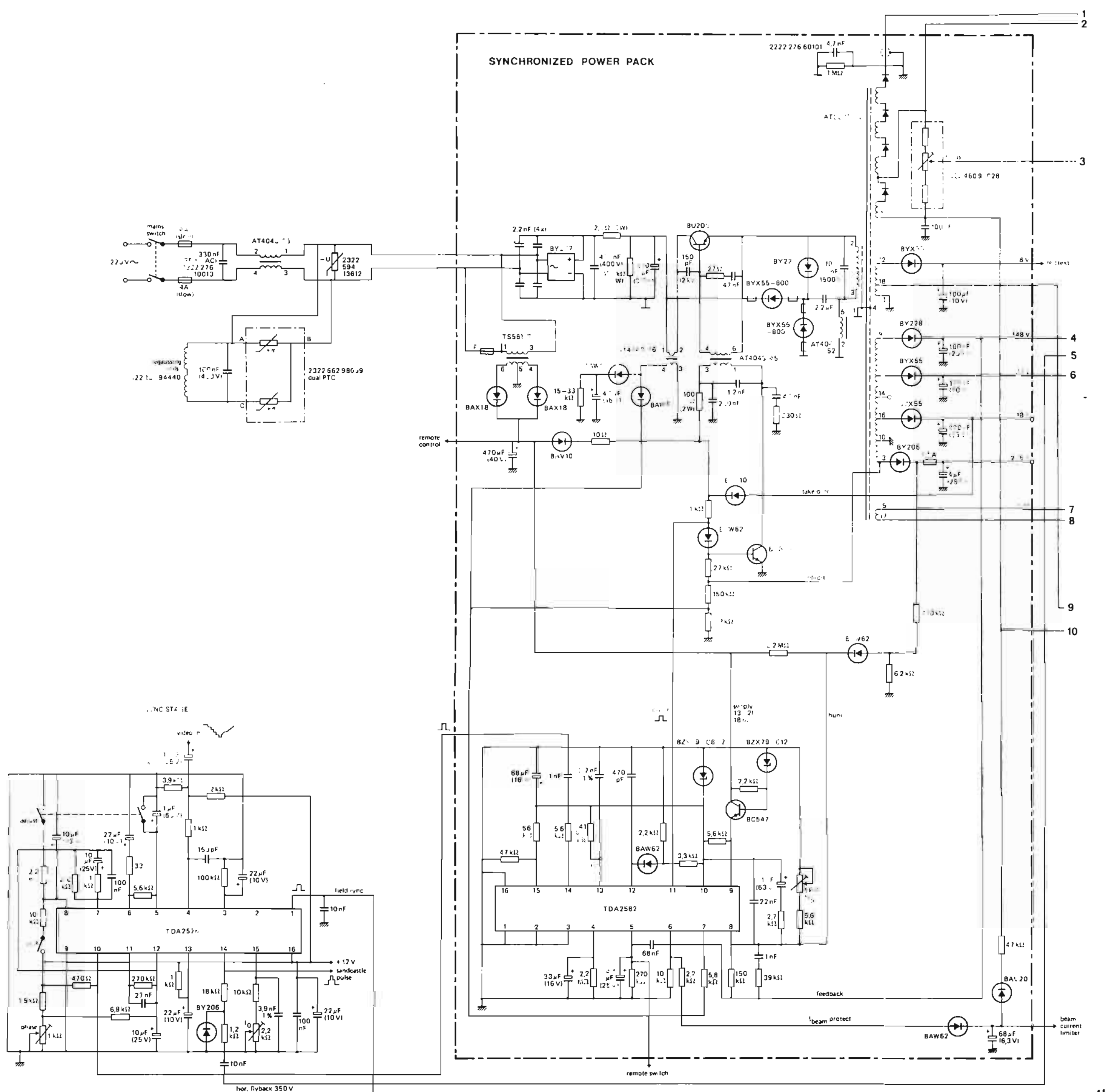


Fig. 6 - Esempio d'impiego dell'alimentatore stabilizzato sincronizzato SPP nello chassis di un televisore da 20', 90°

1
2
3
HORIZONTAL DEFLECTION
10 nF
BY184
AT4043/53
4
5
6
1,8 kΩ
10 μH
BU205
820 Ω
90 nF
7
8
120 kΩ
680 kΩ
68 nF
(630 V)
10 kΩ
10
12
9
12 kΩ
12 kΩ
150 kΩ
220 kΩ
width
47 kΩ
shape
2,2 MΩ
6,8 kΩ
1,5 kΩ
15 μF
220 kΩ
100 nF
150 kΩ
47 kΩ
150 nF
8,2 kΩ
9,1 kΩ
1 nF
1,5 kΩ
10 nF
2,2 kΩ
560 Ω
vert. defl. coils
470 nF
(25 V)
1,2 Ω
vert. blanking
11
7Z84126

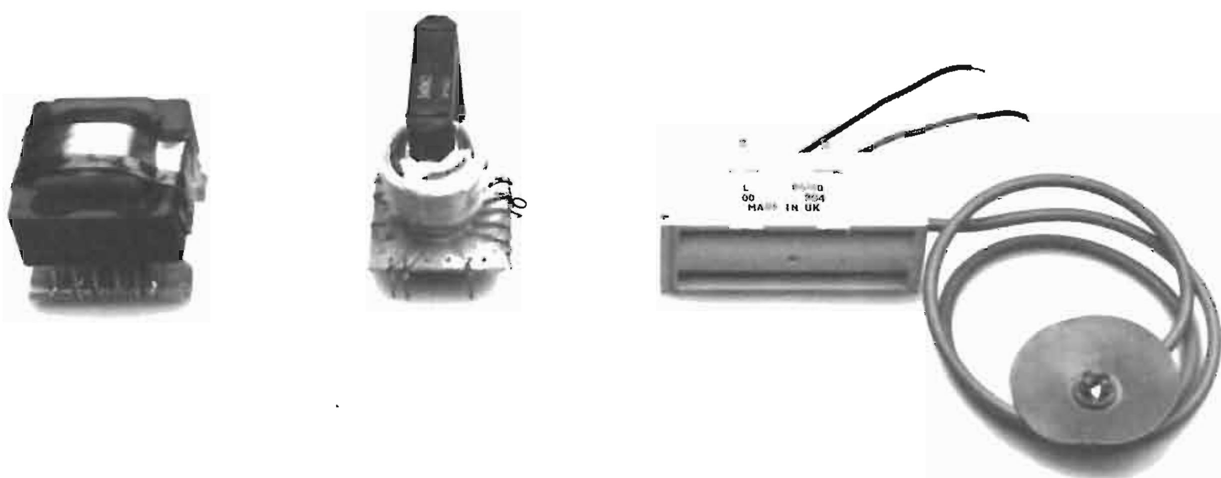


Fig. 7 - Iª Fase: Componenti principali per l'alimentazione, la deflessione di riga e la produzione dell'EAT richiesti quando venne introdotto nel televisore a colori l'alimentatore a commutazione (SMPS)



Fig. 8 - IIª Fase: Sono sempre presenti il trasformatore dell'alimentatore SMPS e quello per la deflessione di riga il quale però incorpora il raddrizzamento e l'elevazione dell'EAT

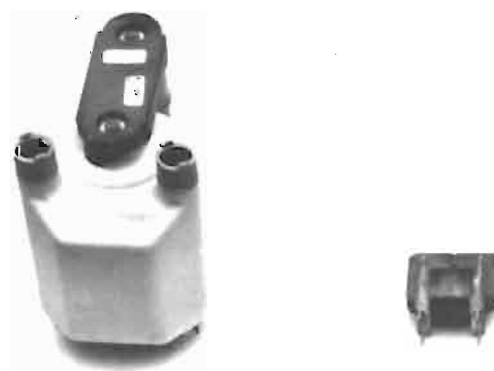


Fig. 9 - IIIª Fase: Soluzione SPP — un unico trasformatore provvede a fornire tutte le tensioni richieste dal televisore a colori, compresa l'EAT. Il trasformatore di riga è sostituito da una piccola induttanza, come indicato in figura

Componenti attivi e passivi consigliati per la realizzazione degli alimentatori stabilizzati a commutazione

DIODI RADDRIZZATORI E A VALANGA CONTROLLATA

da 0,5 A a 50 A da 100 V a 1600 V

PONTI RADDRIZZATORI DELLA TENSIONE DI RETE D'INGRESSO

BY179	1 A
BY224-600	4 A
BY257	1,5 A
BY260-600	12 A
BY261-600	25 A

DIODI EPITASSIALI MOLTO VELOCI

BYW29	7 A	35 ns	
BYW30	12 A	35 ns	
BYW31	25 A	50 ns	50/100/150/200 V
BYW92	35 A	50 ns	
BYW93	50 A	50 ns	

DIODI SCHOTTKY MOLTO VELOCI

BYV21	28 A	30 - 45 V

DIODI A DOPPIA DIFFUSIONE, A RICUPERO VELOCE

BYV30	12 A	100 ns	100/200/300/400 V
BYV92	35 A	100 ns	100/200/300/400 V
BYV95A-B-C	1,5 A	250 ns	200/400/600 V
BYV96D-E	1,5 A	400 ns	800/1000 V
BYW19	7 A	450 ns	800/1000 V
BYW25	40 A	450 ns	800 V
BYW95A-B-C		250 ns	200/400/600 V
BYW96D-E		400 ns	800/1000 V
BYX71	7 A	450 ns	350/600 V
BY229	7 A	450 ns	200/400/600/800 V
1N3879/80	6 A	200 ns	100/200/300/400 V
1N3881/82	6 A	200 ns	100/200/300/400 V
1N3889/90	12 A	200 ns	100/200/300/400 V
1N3891/92	12 A	200 ns	100/200/300/400 V
1N3899	20 A	200 ns	100/200/300/400 V
1N3900/01	20 A	200 ns	100/200/300/400 V
1N3902/03	20 A	200 ns	100/200/300/400 V
1N3909	30 A	200 ns	100/200/300/400 V
1N3910/11	30 A	200 ns	100/200/300/400 V
1N3912/13	30 A	200 ns	100/200/300/400 V

TRANSISTORI-INTERRUTTORI, BASSA TENSIONE, ALTA VELOCITA'

BSW66A/67A/68A	1 A	150 V
BDY90/91/92	10 A	100 V
BDY90A	12 A	100 V

TRANSISTORI-INTERRUTTORI A VELOCITA' E TENSIONE ELEVATA

BUX86/87	0,5 A	400 V
BUX84/85	2 A	400 V
BUS11A	5 A	450 V
BU208A	5 A	700 V
BU426A/433	6 A	400 V
BUS12A	8 A	450 V
BUX80/81	10 A	400 V
BUS13A	15 A	450 V
BUS14	30 A	400 V

CIRCUITI INTEGRATI DI CONTROLLO E REGOLAZIONE

TDA1060	per applicazioni professionali
TDA2581	per applicazioni consumer
TDA2582/Q	" " "

NUCLEI PER CHOKE E TRASFORMATORE D'USCITA

tipi a E - 3C8

EC35
EC41
EC52
EC70
E42/21/15
E55/28/21
E65/33/27

Nuclei speciali ad E - 3C8

E42/21/20
E42/33/20
E55/28/25

Nuclei ad U - 3C8

U10/8/30

U15/11/6

U20/16/7

U25/20/13

U30/25/16

Nuclei ad U - 3C6

U93/76/30

RESISTORI

Resistori di potenza cementati	2322 329 .....
" " " smaltati	2322 330 .....
Trimmer potenziometrici Cermet	2322 482 .....
Potenziometri di controllo a filo da 2 W	2322 018/020

CONDENSATORI ELETTROLITICI PER CIRCUITO D'INGRESSO

Per alte tensioni

Condensatori elettrolitici con terminali assiali 2000 h., 85 °C	2222 042/043..
Condensatori elettrolitici con terminali a saldare e per circuiti stampati	2222 052 .....
Condensatori elettrolitici con terminali a vite	2222 105 ..... 2222 113 ..... 2222 115 .....

CONDENSATORI ELETTROLITICI PER CIRCUITO D'USCITA

Per basse tensioni

Condensatori con terminali assiali	2222 032 ..... 2222 033 ..... 2222 108 .....
Condensatori con terminali a saldare e per circuiti stampati	2222 050 .....
Condensatori con terminali a saldare per circuiti stampati norme DIN	2222 071/073 1.... 2222 071/073 5....
Condensatori con terminali a vite	2222 106 ..... 2222 107 ..... 2222 112 ..... 2222 114 .....

SOPPRESSORI DI INTERFERENZE	2222 330 .....
Soppressori di interferenze per correnti e frequenze elevate	2222 357 5.... 2222 357 6/7/8 2222 357 9....

CIRCUITI INTEGRATI DI CONTROLLO E PROTEZIONE

TDA1060: circuito integrato di controllo e protezione per impieghi professionali

Per gli alimentatori stabilizzati a commutazione per impieghi professionali e industriali, il circuito integrato TDA 1060 è senz'altro il componente di controllo e di protezione ideale in quanto contiene tutte le funzioni che consentono il corretto e sicuro funzionamento dell'alimentatore nelle più disparate e critiche condizioni in cui molto spesso questo apparato può trovarsi a lavorare. L'articolo descrive in dettaglio il funzionamento di tutte queste funzioni.

Un alimentatore a commutazione (SMPS) trasforma una tensione alternata in una tensione continua stabilizzata. Per realizzare questa funzione si provvede per prima cosa a raddrizzare la tensione alternata d'ingresso la quale verrà applicata periodicamente al carico tramite un convertitore continua/continua formato da un transistore-interruttore, un trasformatore d'uscita ed un filtro.

Una frazione della tensione d'uscita viene applicata ad un comparatore il quale dopo averla confrontata con una tensione fissa campione provvederà ad *aumentare* il tempo di conduzione del transistore-interruttore qualora la tensione d'uscita dell'alimentatore risultasse più bassa del valore nominale oppure a *diminuirlo* qualora risultasse più elevata. Più specificatamente possiamo anche dire che il comparatore provvede ad adattare il *fattore di utilizzazione* (duty cycle) del transistore-interruttore alle esigenze del carico.

A differenza di un alimentatore con regolatore in serie, l'alimentatore a commutazione non richiede un elemento dissipatore per la stabilizzazione della tensione, e di conseguenza, esso possiede un rendimento molto elevato. Siccome la frequenza di funzionamento del transistore-interruttore si trova nella gamma degli ultrasuoni, le dimensioni e il peso dei componenti possono essere ridotti considerevolmente come pure sono ridotte le perdite introdotte da questi componenti.

Le caratteristiche di compattezza, leggerezza ed efficienza richiedono però che l'alimentatore a commutazione sia munito di un *circuito di controllo* relativamente complesso chiamato ad assolvere le seguenti funzioni:

1) produzione dell'impulso di pilotaggio del transistore-interruttore
2) controllo della durata dell'impulso di pilotaggio (controllo cioè del fattore di utilizzazione) in modo da compensare le variazioni del carico
3) formazione di una tensione fissa di riferimento, non influenzabile dalle variazioni della temperatura, con la quale dovrà essere confrontata una frazione della tensione d'uscita
4) amplificazione della tensione-errore (e cioè della tensione risultante dal confronto tra la tensione di riferimento di cui al punto 3 e una frazione della tensione d'uscita). Questa amplificazione dovrà essere a guadagno variabile e si dovrà inoltre prevedere una compensazione di frequenza (spostamento di fase) in modo da assicurare la stabilità dell'anello di controllo.

Oltre alle suddette funzioni, il circuito di controllo dovrà proteggere l'alimentatore contro eventuali irregolarità di funzionamento. In particolare esso dovrà provvedere:

1) la determinazione del massimo valore ammissibile da assegnare al fattore di utilizzazione del transistore-interruttore
2) una "partenza dolce" tendente a limitare la corrente nel transistore-interruttore al momento della messa in funzione dell'alimentatore
3) una protezione nei confronti di sovratensioni e sovracorrenti
4) una protezione nel caso la tensione di alimentazione del circuito di controllo dovesse essere troppo bassa
5) una protezione nel caso si dovesse verificare qualche guasto nel circuito di reazione
6) una protezione nel caso in cui il nucleo del trasformatore d'uscita dovesse andare in saturazione.

Sarà inoltre opportuno che il circuito di controllo incorpori:

1) la possibilità di compensare le variazioni della tensione d'ingresso (feedforward)
2) un sistema di commutazione on/off compatibile con circuiti logici
3) la possibilità di sincronizzare dall'esterno il funzionamento del transistore-interruttore.

Esistono vari tipi di convertitori continua/continua che possono essere impiegati negli alimentatori a commutazione. I più noti sono il tipo ad interdizione (flyback o ringing choke) e il tipo a conduzione (forward) che possono funzionare con uno o due transistori-interruttori, oppure in controfase (push-pull) nel qual caso possono impiegare fino a quattro transistori-interruttori.

I circuiti di controllo per alimentatori a commutazione aventi le caratteristiche sopracitate esistono attualmente in versione integrata. Abbiamo così i tipi TDA 2640, TDA 2581, TDA 2582-SSP appositamente studiati per essere impiegati negli alimentatori a commutazione dei televisori, e il tipo *TDA* 1060 strutturato per essere impiegato negli alimentatori a commutazione per impieghi industriali e professionali impieganti i convertitori a interdizione (flyback) e a conduzione (forward). Il TDA 1060 è in tutto equivalente al tipo *NE/SE* 5560 prodotto dalla Signetics.

L'anello di controllo fondamentale degli alimentatori a commutazione

E' riportato in fig. 1. La tensione d'uscita (V_o) viene prelevata con una rete di reazione e confrontata con una tensione di riferimento fissa (V_{ref}). Una eventuale differenza tra queste due tensioni viene amplificata e applicata ad un modulatore di ampiezza dell'impulso (PWM) nel quale tale differenza viene confrontata con il livello istantaneo di una rampa (triangolare o a dente di sega). L'uscita di questo modulatore è essenzialmente un'onda rettangolare sincronizzata con la forma d'onda dell'oscillatore: il *suo fattore di utilizzazione* (duty factor) dipende direttamente dalla differenza che può venire a crearsi tra V_o e V_{ref}. E' questa onda rettangolare variabile in ampiezza che va a pilotare la base del transistore - interruttore dell'alimentatore; di questo

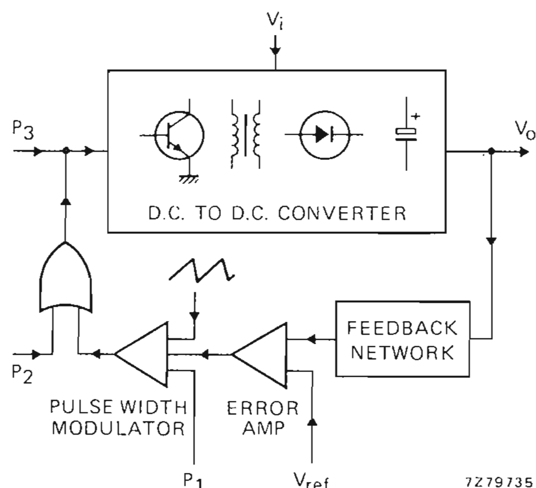


Fig. 1 - Elementi fondamentali presenti nell'anello di controllo di un alimentatore a commutazione

transistore questa onda varierà pertanto il tempo di conduzione, e in definitiva la quantità di energia trasferita dall'ingresso all'uscita così da mantenere costantemente invariato il livello della tensione d'uscita indipendentemente dalle eventuali variazioni del carico.

Osservando la fig. 1 si nota inoltre la possibilità di aggiungere al sistema eventuali circuiti di protezione destinati ad influire sul valore del fattore di utilizzazione; ciò può realizzarsi sia mediante un secondo ingresso (P1) al modulatore di ampiezza sia mediante aggiunta tramite una porta di un secondo segnale (P2) a quello d'uscita del modulatore.

E' possibile infine bloccare l'uscita dell'alimentatore tramite un circuito di protezione (P3) collegato direttamente alla base del transistore-interruttore.

TDA 1060: circuito integrato contenente le funzioni di controllo occorrenti per il corretto funzionamento di un alimentatore stabilizzato a commutazione

Tutte le funzioni presenti nell'anello di controllo riportato in fig. 1 sono state incorporate nel circuito integrato TDA 1060 di cui in fig. 2 riportiamo uno schema a blocchi. Questo circuito integrato fornisce anche gli impulsi di pilotaggio per il transistore-interruttore; la durata di questi impulsi, come già accennato, è variabile allo scopo di mantenere fisso il livello della tensione d'uscita dell'alimentatore indipendentemente dalle variazioni di assorbimento del carico. Nell'integrato TDA 1060 sono inoltre presenti anche quest'altre importanti funzioni:

a) un alimentatore stabilizzato del tipo serie che provvede a fornire tutte le tensioni di alimentazione occorrenti ai circuiti presenti nell'integrato; esso provvede anche a bloccare gli impulsi di pilotaggio del transistore-interruttore nel caso in cui la tensione di alimentazione dell'integrato dovesse scendere a livelli molto bassi. Le tensioni stabilizzate di questo alimentatore interno sono disponibili anche all'esterno tramite i terminali 1, 2, 12.

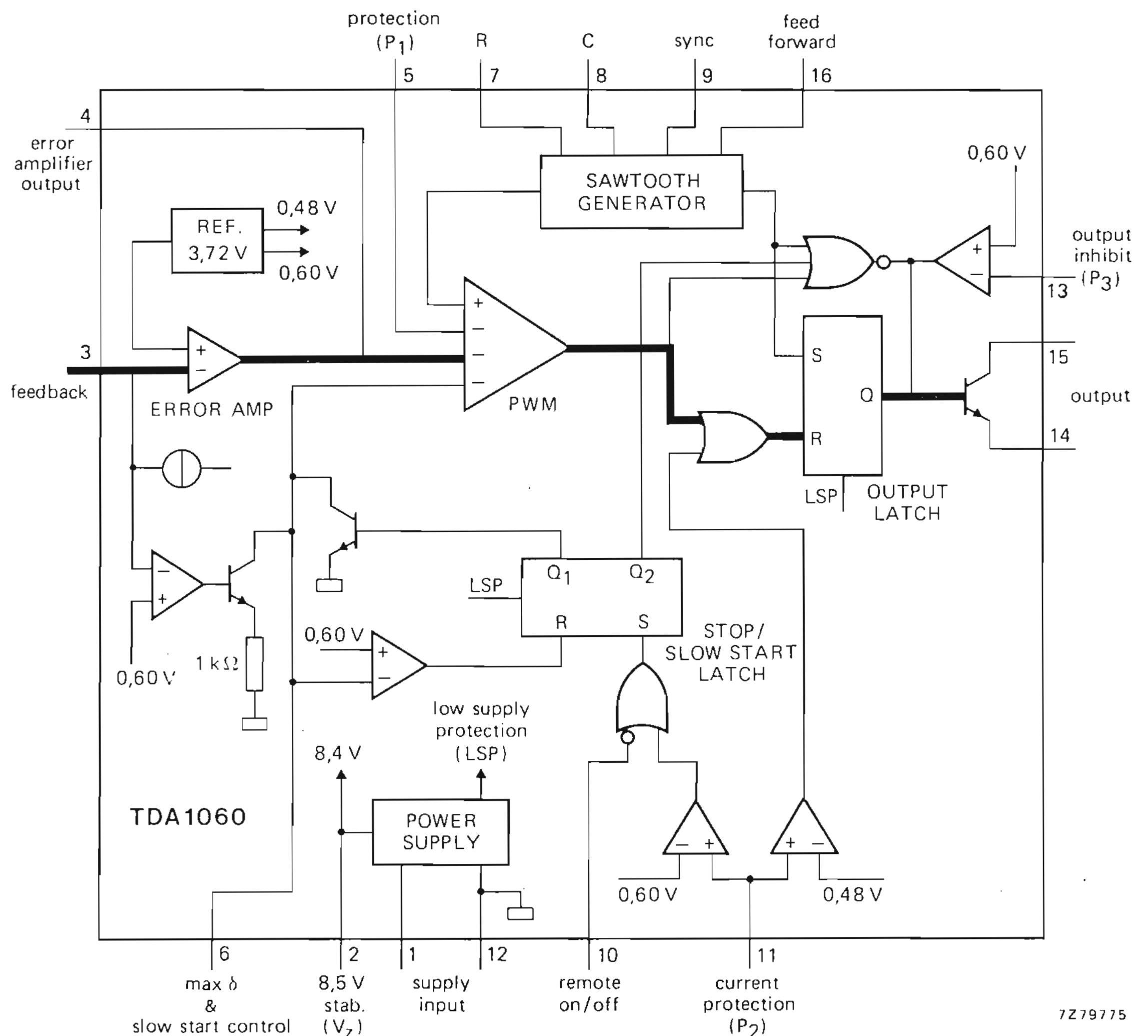


Fig. 2 - Funzioni contenute nell'integrato TDA 1060

b) una sorgente della tensione di riferimento, compensata contro le eventuali variazioni della temperatura e basata sul salto di banda energetico del silicio.

c) un sistema di protezione dell'anello di reazione. Quando infatti quest'ultimo dovesse risultare "aperto", il sistema di protezione provvede a ridurre a zero il fattore di utilizzazione dell'impulso di pilotaggio del transistore-interruttore. Viceversa se nell'anello dovesse verificarsi un cortocircuito, il sistema suddetto provvederebbe a ridurre il fattore di utilizzazione degli impulsi d'uscita ad un valore δ_o prefissabile dall'esterno (terminali 3, 4)

d) possibilità di regolare dall'esterno fino a 100 kHz la frequenza di lavoro del transistore-interruttore. La frequenza di lavoro può essere sincronizzata con una frequenza esterna *più bassa* applicata ad un ingresso compatibile con logica TTL (terminali 7, 8, 9)

e) un sistema di preregolazione (feed-forward) che permette di compensare le variazioni della tensione continua applicata all'ingresso del convertitore, e di conseguenza, di ridurre le dimensioni del trasformatore d'uscita facilitando nello stesso tempo il compito dell'anello principale di controllo (terminale 16)

f) accesso diretto all'ingresso del modulatore dell'impulso di pilotaggio, e possibilità quindi, di impiegare un anello di controllo separato, come per esempio, potrebbe richiedersi nel caso di funzionamento a corrente costante (terminale 5)

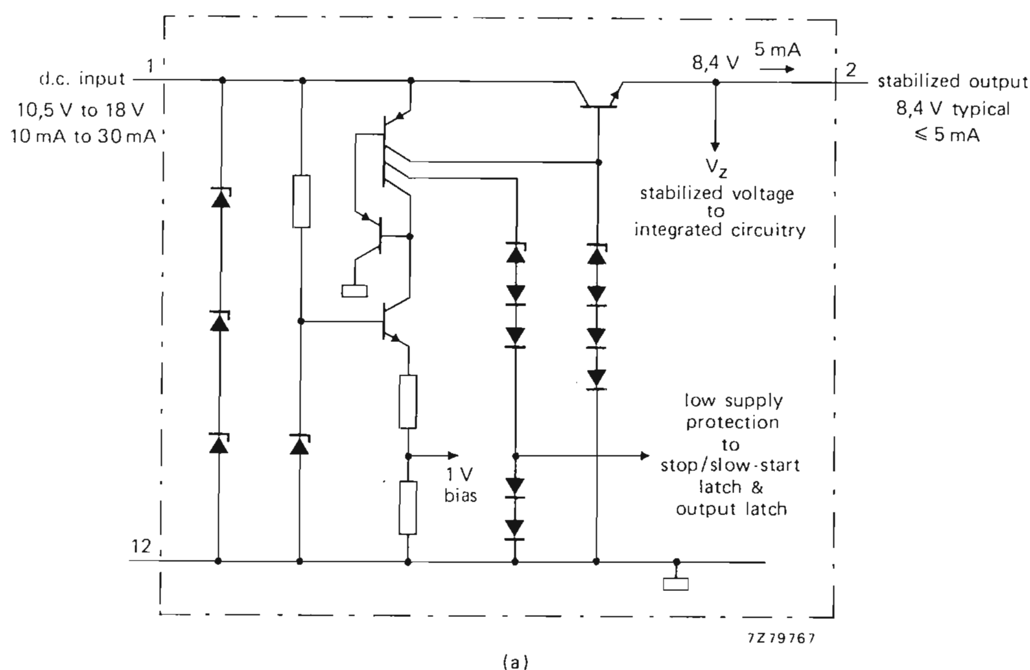
g) determinazione accurata del massimo fattore di utilizzazione dell'impulso di pilotaggio del transistore-interruttore allo scopo di impedire la saturazione del nucleo del trasformatore d'uscita negli alimentatori isolati dalla rete impieganti un convertitore "forward" (terminale 6)

h) iniziazione della sequenza "riduzione/interruzione rapida/inizio lento" del fattore di utilizzazione nel caso in cui l'alimentatore fosse assoggettato ad un forte assorbimento di corrente (terminale 11)

i) azionamento acceso/spento a distanza con "inizio lento" allo scopo di impedire di avere allo spunto una forte circolazione di corrente nel transistore-interruttore (terminale 10)

l) prelievo degli impulsi di pilotaggio da un circuito bistabile allo scopo di impedire impulsi sovrapposti

m) bloccaggio immediato degli impulsi di pilotaggio nel caso di elevate tensioni d'uscita o di un'eventuale saturazione del nucleo del trasformatore d'uscita (terminale 13).



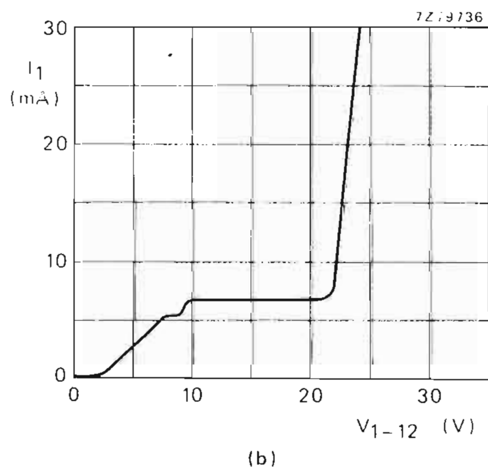


Fig. 3 - Alimentatore interno del TDA 1060
(a) schema elettrico; (b) tipica caratteristica d'ingresso indicante l'andamento della tensione sul terminale 1 in funzione della corrente d'ingresso

Qui di seguito illustreremo in modo dettagliato le suddette funzioni.

Alimentatore interno

Il TDA 1060 incorpora un alimentatore del tipo serie in grado di fornire una tensione stabilizzata di 8,4 V che serve per l'alimentazione di tutti i circuiti presenti nel TDA 1060. Lo schema è riportato in fig. 3a. Il terminale 1 (ingresso alimentatore) può essere collegato sia ad una sorgente di *corrente*, costituita per esempio dall'ingresso in continua del convertitore dell'alimentatore, (nel qual caso andrebbe collegata tramite un resistore) sia ad una sorgente di *tensione*, costituita, per esempio da una batteria.

La sorgente di corrente dovrà far circolare attraverso il terminale 1 una corrente compresa tra 10 e 30 mA; tre diodi zener interni provvedono a limitare la tensione sul terminale 1 prodotta da questa corrente entro una gamma di valori compresa tra 20 e 30 V come appunto indicato dalla tipica caratteristica d'ingresso riportata, in figura 3b.

La sorgente di tensione dovrà poter applicare sul terminale 1 valori compresi tra 10,5 e 18 V. Con 12 V, con il terminale 2 non collegato e con un resistore non inferiore a 20 kΩ tra i terminali 7 e 12, l'assorbimento di corrente risulterà inferiore a 10 mA. (Il suddetto resistore è quello che determina la frequenza). Se la tensione sul terminale 1 dovesse scendere al di sotto di 9,5 (e cioè $V_z + 4\ V_{BE}$), entrerebbe in funzione il sistema di protezione contro le basse tensioni (LSP = Low Supply Protection) che inibirebbe rispettivamente il "latch" di uscita e quello di bloccaggio/partenza lenta come si può vedere dalla fig. 2.

La tensione stabilizzata d'uscita (V_z) di questo alimentatore interno (con valore tipico di 8,4 V) serve ad alimentare come già detto, la circuiteria interna dell'integrato; essa è disponibile per usi esterni anche sul terminale 2. (Per esempio, potrebbe essere usata per una precisa determinazione del massimo fattore di utilizzazione dell'impulso di pilotagio del transistore-interruttore, come vedremo più avanti). Dal terminale non può essere comunque derivata una corrente superiore a 5 mA.

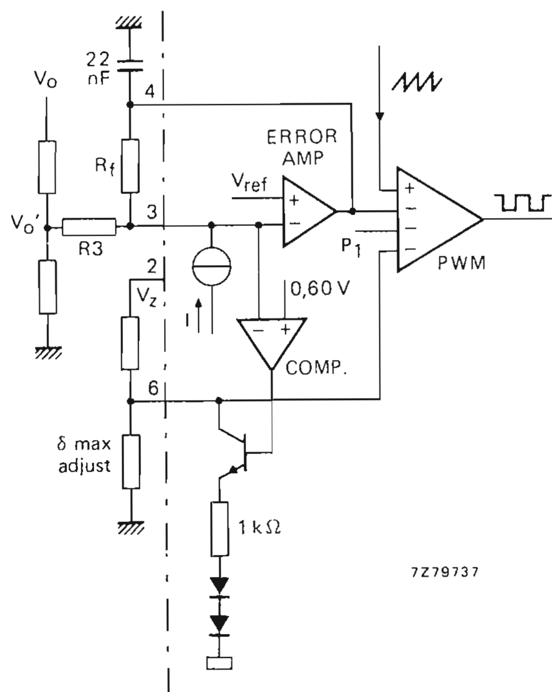


Fig. 4 - Amplificatore d'errore e protezione contro eventuali guasti nell'anello di reazione

La tensione di riferimento

Per essere sicuri che la tensione di uscita dell'alimentatore mantenga il valore prefissato in tutte le condizioni di carico in cui potrà lavorare l'alimentatore, occorre che la tensione di riferimento con la quale viene confrontata una frazione della tensione di uscita, rimanga stabile e sia ampiamente indipendente dalle variazioni di temperatura del chip.

Nel TDA 1060 questa tensione di riferimento ha il valore tipico di 3.72 V, valore basato sul "salto di banda di energia" caratteristico del silicio; ciò consente una stabilità a lungo termine di 2 mV/1000 ore, e un coefficiente di temperatura di ± 0,01%/°C. La tensione di riferimento è collegata all'ingresso non-invertente di un amplificatore operazionale (amplificatore di errore) come appunto indicato in figura 2.

Amplificatore di errore dell'anello di controllo

L'amplificatore di errore riportato in fig. 4 è un amplificatore operazionale con un guadagno ad anello aperto (A_o) di 60 dB. La tensione di riferimento (V_{ref}) viene applicata all'ingresso che *non inverte* il segnale. La tensione d'uscita (V_o) dell'alimentatore viene invece applicata tramite un partitore di tensione e il resistore R3 all'ingresso *che inverte* il segnale. Il guadagno ad anello chiuso A_f dell'amplificatore operazionale viene stabilito riportando tramite il resistore R_f il segnale di uscita sull'ingresso che inverte (—) dell'operazionale. Il guadagno ad anello chiuso potrà pertanto essere espresso così:

$$A_f = \frac{A_o}{1 + \beta A_o}$$

nella quale β è la frazione di reazione stabilita dal rapporto

$$\beta = \frac{R3}{R_f}$$

In fig. 5 si può vedere quanto influisca il guadagno dell'amplificatore di errore sulla sensibilità dell'anello di controllo dell'alimentatore. All'amplificatore di errore si dovrà applicare dall'esterno una certa compensazione di frequenza, in particolare occorrerà limitare la sua risposta alle frequenze elevate collegando un condensatore tra il terminale di uscita (terminale 4) e il ritorno comune (massa).

Assegnando a questo condensatore il valore di 22 nF, la curva di risposta in frequenza subirà, a partire da 600 Hz, un'attenuazione di 20 dB per decade di frequenza, come appunto indicato in fig. 6. Per migliorare la stabilità dell'anello di controllo converrà inserire nel circuito di reazione opportune reti sfasatrici.

Protezione contro eventuali guasti dell'anello di controllo dell'alimentatore

Una funzione tra le più importanti contenute nel TDA 1060 riguarda la protezione dell'alimentatore nel caso in cui il circuito di controllo del medesimo venisse a trovarsi accidentalmente aperto oppure in corto verso massa.

Nel primo caso (circuito di controllo aperto) succede che il terminale 3 dell'integrato viene a trovarsi non collegato (fluttuante) per cui l'uscita dell'amplificatore di errore sarà determinata esclusivamente dalla tensione di riferimento (V_{ref}); come diretta conseguenza di ciò avremo un fattore di utilizzazione molto elevato che tenderà a fare aumentare sproporzionatamente la tensione di uscita dell'alimentatore. Fortunatamente, questa indesiderata e dannosa situazione non può veri-

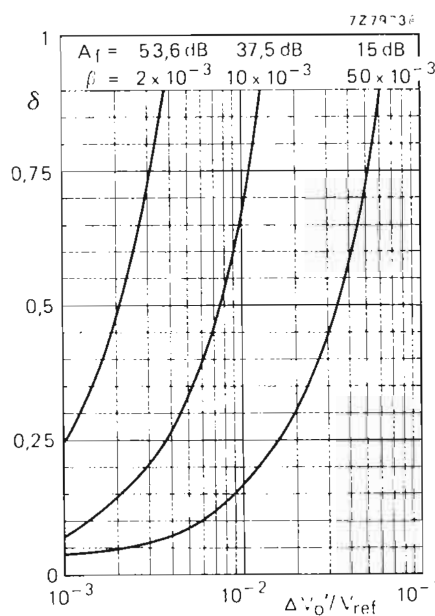


Fig. 5 - Fattore di utilizzazione dell'impulso di uscita in funzione delle variazioni della tensione di reazione; il parametro è il guadagno dell'amplificatore di errore. Con una tensione di riferimento di 3,72 V, l'asse orizzontale rappresenta le tensioni di reazione comprese tra 3,72 e 223 mV

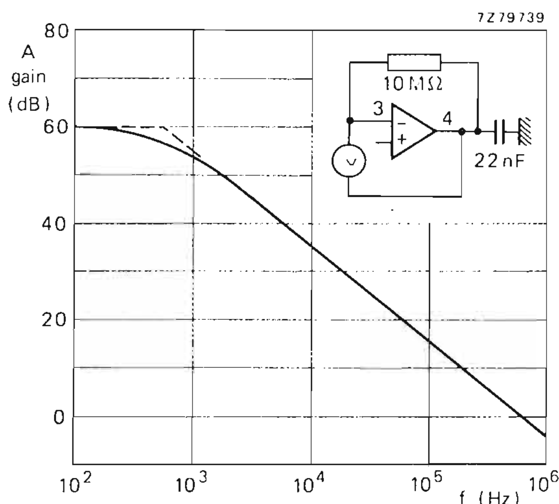


Fig. 6 - Risposta in frequenza dell'amplificatore di errore compensato

ficarsi in quanto, una sorgente di corrente incorporata nell'integrato, facendo circolare una certa corrente nel resistore R3 (e rendendo quindi il terminale 3 positivo) farà sì che la tensione in uscita dall'amplificatore di errore subisca una drastica riduzione. In particolare, assegnando al resistore R3 un valore superiore a 470 kΩ succederà che l'uscita dell'amplificatore di errore (applicata all'ingresso che inverte del modulatore PWM) risulterà inferiore al dente di sega applicato all'ingresso che non inverte del modulatore medesimo. Conseguenza: il fattore di utilizzazione degli impulsi di pilotaggio del transistore-interruttore verrà ridotto a zero.

Nella seconda eventualità (e cioè, anello di controllo dell'alimentatore in cortocircuito), il terminale 3 verrà a trovarsi a 0 V: in queste condizioni, normalmente, l'uscita dell'amplificatore tenderebbe ad assumere il massimo valore, come conseguenza del massimo valore assunto dal fattore di utilizzazione degli impulsi di pilotaggio del transistore-interruttore. Qualora però la tensione sul terminale 3 assumesse un valore inferiore a 0,6 V, un comparatore (fig. 4) farebbe entrare in conduzione un transistore il quale collegherebbe un resistore di 1 kΩ in parallelo al resistore esterno che serve a fissare il massimo valore del fattore di utilizzazione. In questa maniera è possibile ridurre il fattore di utilizzazione ad un minimo tollerabile (δ_0) come appunto indicato in fig. 7. In pratica, il valore reale assunto da

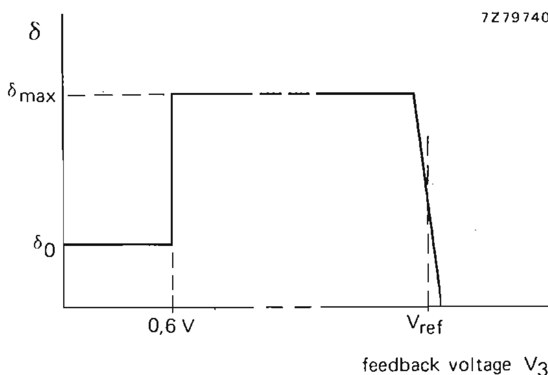


Fig. 7 - Limitazione del valore massimo del fattore di utilizzazione in caso di cortocircuito nell'anello di reazione

δ_0 sarà determinato da resistori esterni come diremo più avanti. I due diodi in serie al resistore interno da 1 kΩ simulano il livello più basso del dente di sega applicato all'ingresso del modulatore (PWM).

Il generatore del dente di sega

E' indicato in fig. 8. Il suo compito è quello di fornire un segnale a rampa da confrontare, nel modulatore PWM, con il segnale d'uscita dell'amplificatore di errore. La frequenza della rampa (dente di sega), e di conseguenza la frequenza di lavoro dell'alimentatore è funzione di una costante di tempo formata da un resistore esterno collegato al terminale 7 e da un condensatore parimente esterno collegato al terminale 8. La frequenza del generatore del dente di sega può essere libera oppure sincronizzata da un segnale applicato al terminale 9.

Il condensatore temporizzatore C8 viene caricato dalla tensione di alimentazione (terminale 1) tramite i transistori di controllo TR3 e TR7; questa corrente di carica viene controllata, a sua volta, da R7 e TR6. L'ampiezza definitiva, e pertanto, la pendenza della tensione ai capi di C8 è determinata dal livello di V_s il

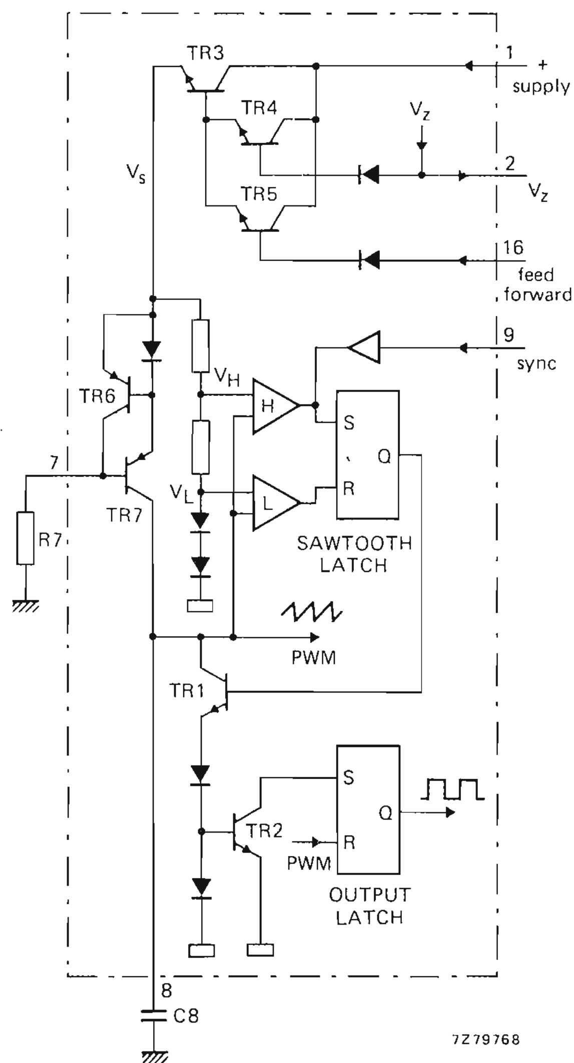


Fig. 8 - Generatore del dente di sega

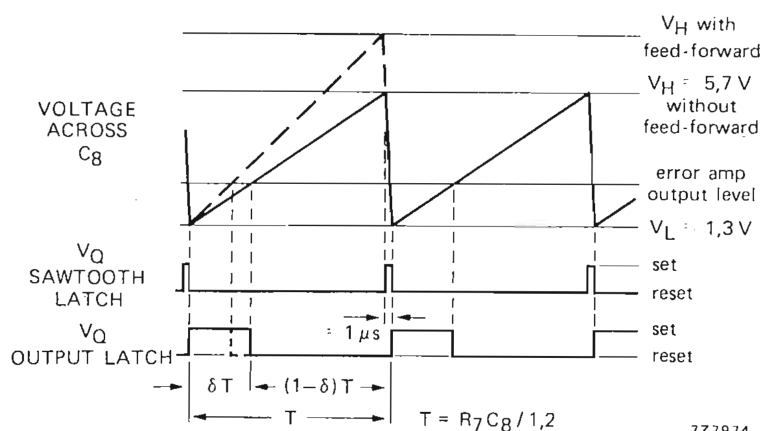


Fig. 9 - Meccanismo di produzione del dente di sega

quale, a sua volta, risulta determinato o dalla tensione stabilizzata V_z oppure dalla tensione "feed forward" applicata al terminale 16. La tensione V_H (circa 5,7 V senza feedforward) è funzione di V_s; la tensione V_L è 2 V_D ≈ 1,3 V. Le forme d'onda interessate alla formazione della tensione a dente di sega sono riportate in figura 9.

Quando la tensione ai capi di C8 raggiunge il valore V_H, il comparatore H setta il bistabile (latch) del dente di sega il quale, portando in conduzione TR1 fa scaricare il condensatore C8. Durante il tempo di scarica del condensatore (ritorno del dente di sega) entra in conduzione anche TR2 il quale setterà il bistabile di uscita (un altro latch). Quando la tensione ai capi di C8 assume il valore di V_L, il comparatore L resetterà il latch del dente di sega il quale "aprirà" il transistore-interruttore TR1. A questo punto il ciclo si ripete. La frequenza di lavoro di questo generatore del dente di sega (100 kHz al massimo) è data da f ≈ 1,2/R7C8 Hz.

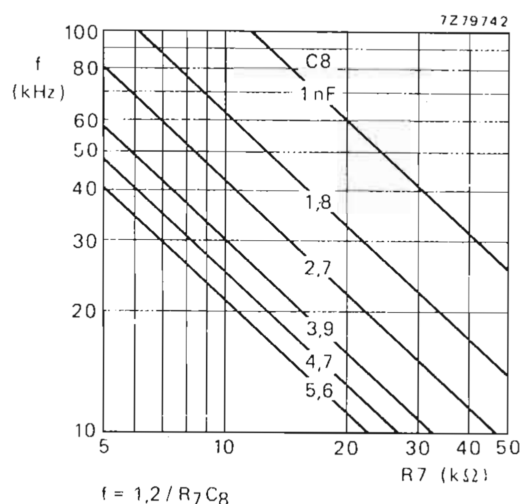


Fig. 10 - Frequenza del generatore del dente di sega in funzione dei valori di R7 e C8

Sincronizzazione

La frequenza del dente di sega può essere sincronizzata con un segnale esterno a frequenza *più bassa*, applicato al terminale d'ingresso (9) compatibile con la logica TTL. Il meccanismo di questa sincronizzazione è il seguente (fig. 11).

Quando il livello del segnale di sincronismo è BASSO (al di sotto di 0,8 V), il latch del dente di sega non può essere settato se la tensione ai capi di C8 si è portata fino al valore V_H. Il condensatore continuerà pertanto a caricarsi verso V_s fino a quando il segnale di sincronismo diventerà ALTO (al di sopra di 2 V). L'ingresso SET del latch del dente di sega non sarà pertanto più disabilitato e alla sua uscita avremo un transitorio che

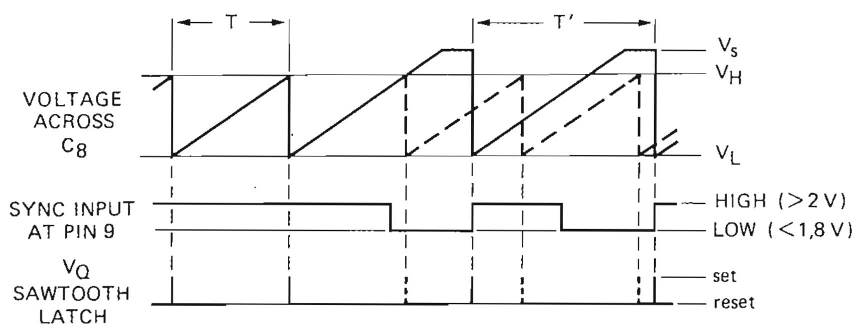


Fig. 11 - Sincronizzazione del generatore del dente di sega

1/T = free-running frequency
1/T' = synchronized frequency

porterà in conduzione TR1 e di conseguenza alla scarica di C8. A questo punto, il ciclo ricomincerà nella maniera già descritta. Da quanto sopra si conclude che i fianchi di caduta del dente di sega risulteranno ritardati e sincronizzati dalle transizioni BASSO/ALTO del segnale applicato al terminale 9. Se il terminale 9 non viene usato, sarà opportuno collegarlo alla tenisone V_z (terminale 2).

Preregolatore (feedforward)

Nel caso in cui la tensione d'ingresso (V_i) dell'alimentatore a commutazione andasse soggetta a fluttuazioni, la variazione del fattore di utilizzazione (δ) degli impulsi di pilotaggio, necessaria per compensare le fluttuazioni di V_i potrebbe essere effettuata da un anello di controllo separato. Questo anello di preregolazione (feedforward) alleverà sensibilmente il compito dell'anello di controllo principale il quale, in questo caso, dovrebbe compensare soltanto le variazioni del carico dell'alimentatore.

In un convertitore "forward" la tensione di uscita è data da

$$V_o = \frac{\delta V_i}{n}$$

nella quale n è il rapporto spire del trasformatore di uscita.

Le variazioni della tensione d'ingresso potranno pertanto essere compensate qualora il fattore di utilizzazione vari inversamente al variare della tensione d'ingresso; dovrà cioè essere

$$\Delta\delta \approx \frac{1}{V_i}$$

Per tener conto della condizione che si verifica quando un improvviso massimo carico coincide con il valore massimo della tensione d'ingresso, il rapporto spire del trasformatore d'uscita dovrà soddisfare alla seguente relazione

$$n = \frac{\delta_{max} V_{i\,max}}{V_o}$$

Se la compensazione $\Delta\delta \approx 1/V_i$ vale per δ_{max}, il rapporto spire, e di conseguenza, il costo e le dimensioni del trasformatore d'uscita potranno essere considerevolmente ridotti; come unico inconveniente avremo una più lenta risposta alle eventuali variazioni del carico.

Abbiamo visto che nel modulatore dell'ampiezza degli impulsi di pilotaggio (PWM) avviene il confronto tra l'uscita dell'amplificatore di errore e il livello della rampa proveniente dal generatore del dente di sega. Il fattore di utilizzazione degli impulsi di uscita del modulatore (che in definitiva sono poi gli impulsi che pilotano il transistore-interruttore dell'alimentatore) è direttamente proporzionale al tempo che occorre alla tensione a dente di sega per raggiungere il livello dell'uscita dell'amplificatore di errore. Da quanto sopra discende che il fattore di utilizzazione degli impulsi d'uscita del modulatore potrà essere ridotto aumentando la pendenza del dente di sega, come appunto indicato in fig. 12.

Questa figura indica anche che il massimo fattore di utilizzazione ottenibile è direttamente proporzionale al tempo che il dente di sega impiega a raggiungere il livello della tensione di controllo del δ_{max}, presente sul terminale 6. Il massimo fattore di utilizzazione ottenibile tenderà pertanto anche a diminuire qualora la pendenza del dente di sega tendesse ad aumentare.

Ritorniamo ancora alla fig. 8. Potremo osservare che applicando al terminale 16 una tensione direttamente proporzionale alla tensione d'ingresso V_i dell'alimentatore e superiore a V_z, l'azione dei transistori di controllo dell'alimentazione (e cioè TR3 e TR5), farà si che V_S e V_H varino al variare della tensione d'ingresso V_i. Un aumento di V_i produrrà pertanto un corrispondente aumento di V_S, e di conseguenza un aumento della corrente di carica di C8, la quale, a sua volta, farà aumentare la pendenza del dente di sega. La figura 9 indica però che, siccome, contemporaneamente, anche V_H ha subìto un aumento, l'aumentata pendenza del dente di sega non potrà influire sulla frequenza del medesimo.

Stando così le cose il dente di sega potrà raggiungere nel modulatore il livello del segnale d'uscita dell'amplificatore di errore molto più in anticipo di prima. Conclusione: il fattore di utilizzazione degli impulsi di pilotaggio del transistore-interruttore dell'alimenta-

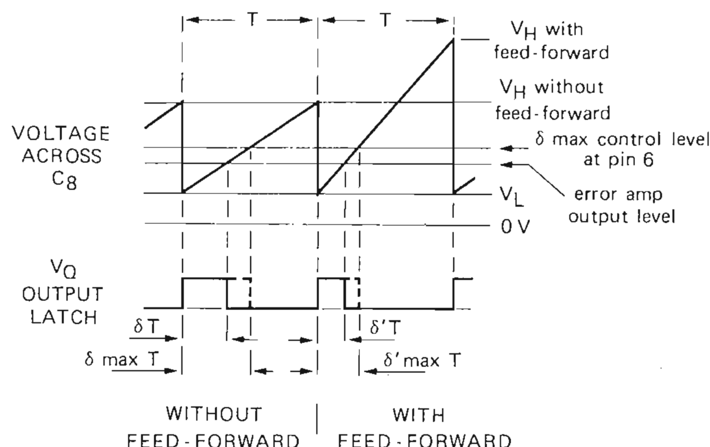
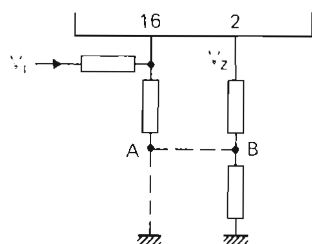


Fig. 12 - Il valore del fattore di utilizzazione normale e quello massimo ammissibile possono entrambi subire una riduzione nel caso in cui la pendenza del dente di sega aumenti. I valori normali del fattore di utilizzazione sono δ e δ_{max}. I valori maggiorati quando si impiega il "feed forward" sono δ' e δ'_{max} rispettivamente



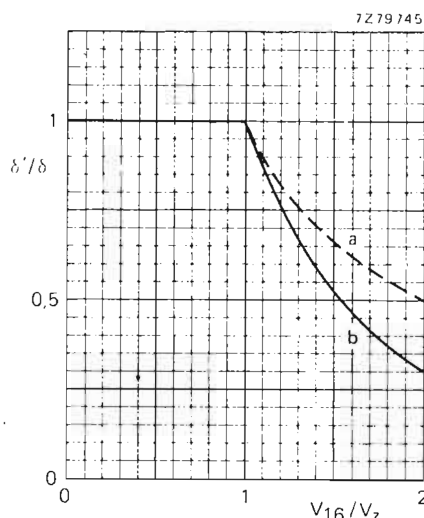


Fig. 13 - Caratteristica di trasferimento del circuito feedforward. La curva (a) rappresenta il caso ideale con δ' proporzionale a V_i. La curva (b) è quella rilevata con il partitore di tensione collegato tra V_i e massa

tore tenderà a diminuire, e ciò allo scopo di compensare le variazioni a cui potrà essere soggetta la tensione d'ingresso dell'alimentatore stesso. La funzione di trasferimento del circuito "feedforward" è riportata in fig. 13. Il grafico indica che l'azione del circuito "feedforward" tende ad esaltare l'aumento di δ in funzione di V_i; una tale sovracompensazione è utile in quanto tende ad annullare un certo smorzamento del fattore di utilizzazione prodotto dal tempo di immagazzinamento del transistore-interruttore di potenza dell'alimentatore. E' possibile fare avvicinare la curva pratica a quella ideale collegando il punto A del partitore di tensione di V_i al punto B (e cioè ad una frazione di V_z) come appunto indicato nella figura 13. Se il terminale 16 non viene usato, converrà collegarlo al terminale 12 (ritorno comune) o al terminale 2 (V_z).

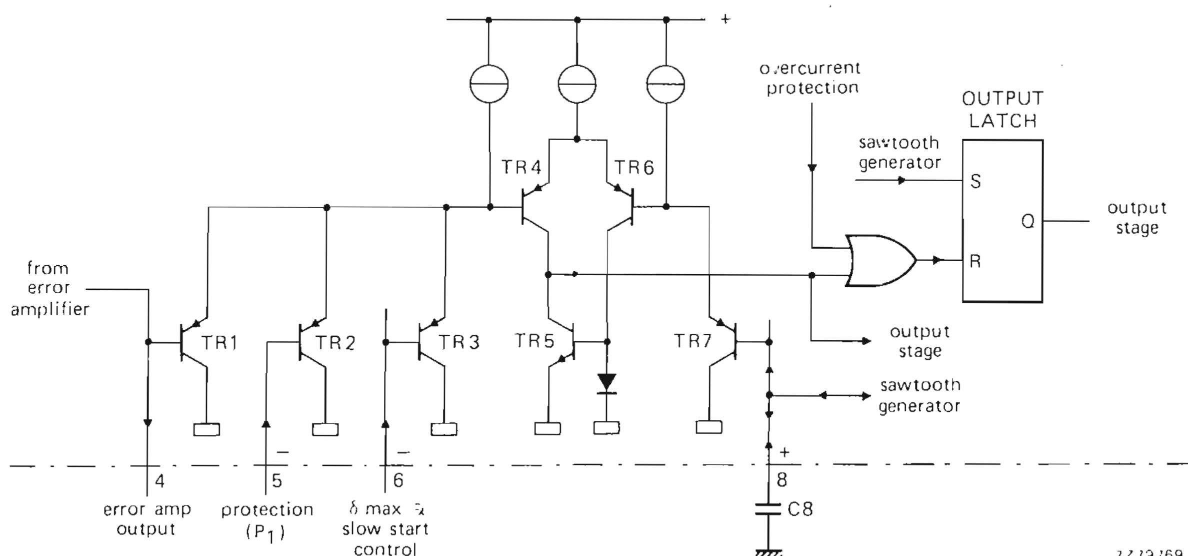
Il modulatore dell'ampiezza degli impulsi di pilotaggio

Questo modulatore di ampiezza (PWM) produce impulsi aventi una durata (δT) proporzionale *al più basso* dei livelli dei tre ingressi invertenti, e una frequenza (1/T) uguale a quella del dente di sega. Il circuito è riportato in fig. 14.

Il dente di sega che si forma ai capi di C8 viene confrontato con la *più bassa* delle tre tensioni presenti sui terminali 4, 5 e 6. Quando durante il normale funzionamento l'uscita dell'amplificatore di errore diventa più bassa delle tensioni presenti sui terminali 5 e 6 succederà che i transistori TR5 e TR6 entreranno in conduzione, l'ingresso alla porta OR diventerà BASSA, e il "latch" d'uscita verrà settato durante il tempo di ritorno del dente di sega.

Quando la rampa del dente di sega applicata in base di TR7 raggiunge il livello della tensione di errore applicata in base di TR1, succede che i transistori TR5 e TR6, precedentemente in conduzione, non condurranno più; entrerà invece in conduzione il transistore TR4, il quale facendo diventare ALTO il livello all'ingresso della porta OR, resetterà l'uscita del latch. Da quanto sopra si comprende facilmente come la durata degli impulsi presenti sul terminale Q di uscita del latch, e di conseguenza il fattore di utilizzazione degli impulsi di pilotaggio del transistore-interruttore dell'alimentatore, risulterà rigorosamente proporzionale alla tensione di errore. In fig. 15 è indicato l'andamento del fattore di utilizzazione degli impulsi in uscita dal modulatore in funzione delle tensioni presenti sui terminali 4, 5 o 6.

Fig. 14 - Modulatore dell'ampiezza dell'impulso



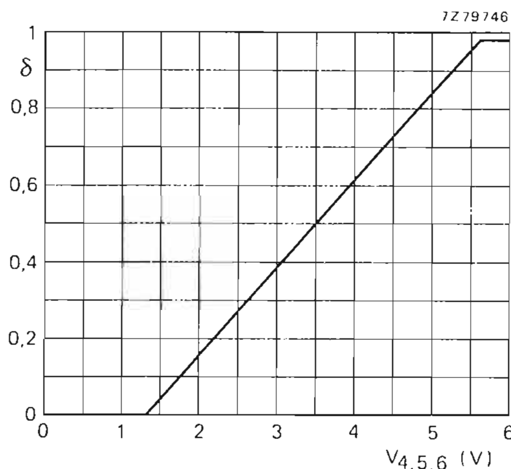


Fig. 15 - Funzione di trasferimento del modulatore dell'ampiezza dell'impulso

La tensione applicata al terminale 6 del modulatore serve a fissare il massimo valore del fattore di utilizzazione e nello stesso tempo serve a controllare il circuito "partenza lenta", come spiegheremo più avanti. Come già detto, un altro ingresso al modulatore è quello possibile tramite il terminale 5. Questo ingresso può essere usato tutte le volte che si desidera ridurre il fattore di utilizzazione al di sotto del valore fissato dalle tensioni applicate al terminale 4 o 6. Una tale possibilità consente di usare un anello di controllo separato munito di amplificatore di errore e tensione di riferimento esterni (impiegabile, per esempio per un controllo a corrente costante). Se il terminale 5 non viene usato, dovrà essere collegato al terminale 6 o 2 (V_Z).

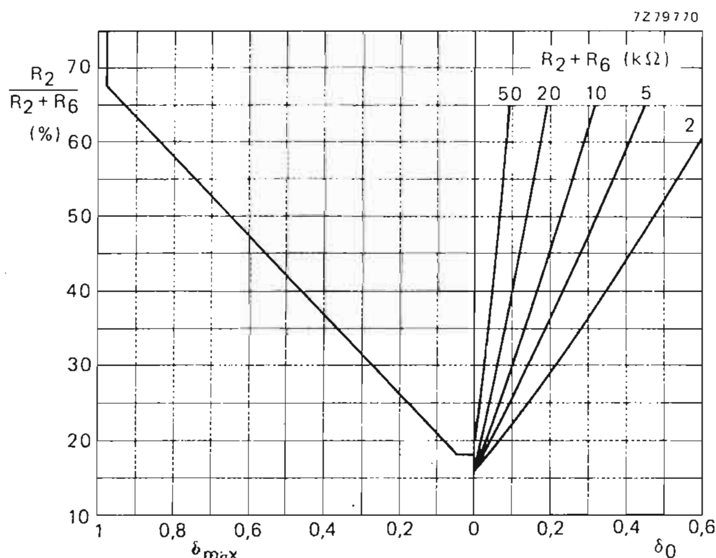
Determinazione del massimo e del minimo fattore di utilizzazione

L'integrato TDA 1060 permetterebbe all'alimentatore di lavorare alla frequenza di 50 kHz con un fattore di utilizzazione massimo pari a 0,95. Un valore così elevato potrebbe però dar luogo in molte applicazioni a seri problemi. Per esempio, in un convertitore del tipo "forward", isolato dalla rete, il fattore di utilizzazione non può superare 0,5, in quanto diversamente, il nucleo del trasformatore finale non potrebbe smagnetizzarsi completamente durante il tempo in cui il transistore-interruttore rimane aperto. E' per questo motivo che il TDA 1060 è munito di un sistema che provvede a limitare su un valore precedentemente fissato, il massimo valore del fattore di utilizzazione.

Come già spiegato in precedenza (fig. 14), il modulatore PWM viene controllato dalla tensione *più bassa* tra quelle applicate ai terminali 4, 5 e 6 secondo la funzione di trasferimento riportata in fig. 15.

Pertanto, il massimo fattore di utilizzazione richiesto dall'uscita dell'amplificatore di errore (terminale 4) potrà essere ridotto applicando un certo valore di tensione al terminale 6 (determinazione del δ_{max}). Per riuscire ad avere un accurato e stabile valore del δ_{max}, occorrerà ricavare la tensione da applicare al terminale 6 da un partitore collegato tra la tensione stabilizzata V_Z (terminale 2) e massa. Il fattore di utilizzazione abbiamo visto che è inversamente proporzionale alla pendenza della rampa del dente di sega, definita da V_R. Siccome però anche V_R viene ricavata da V_Z, la determinazione del δ_{max} risulterà pressocchè indipendente dalle tolleranze di V_Z. In fig. 16 abbiamo riportato l'andamento del massimo fattore di utilizzazione disponibile in funzione dei valori assunti dai resistori R2 e R6 del partitore di tensione.

Il massimo fattore di utilizzazione viene abbassato al valore δ_0 quando la tensione sul terminale 3 scende al disotto di 0,6 V. Siccome però δ_0 è determinato da



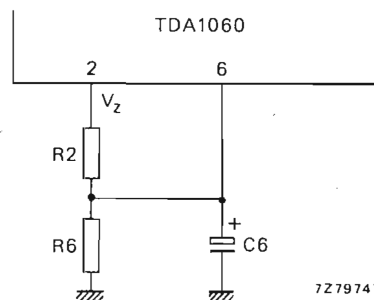


Fig. 16 - Massimo fattore di utilizzazione ottenibile e massimo fattore di utilizzazione ridotto in funzione dei resistori del partitore di tensione collegati tra i terminali 2 e 6

un resistore interno da 1 kΩ collegato tra il terminale 6 e massa, anche δ_o risulterà influenzato dai valori dei resistori del divisore di tensione collegato al terminale 6. In fig. 16 è riportato l'andamento anche del minimo fattore di utilizzazione. A causa delle tolleranze del resistore interno da 1 kΩ anche questo minimo fattore sarà soggetto a tolleranze (spread) come appunto indicato in fig. 16. Il valore scelto per δ_o dovrà essere sufficientemente basso, tale comunque da assicurare che l'energia trattata dall'alimentatore sia ancora in grado di assicurare il funzionamento del sistema di protezione contro eventuali cortocircuiti nell'anello di controllo.

Infatti, se δ_o dovesse essere troppo piccolo anche la tensione d'uscita dell'alimentatore sarebbe bassa, e di conseguenza, non consentirebbe alla tensione sul terminale 3 di superare il valore di soglia (0,6 V), valore quest'ultimo che permette come vedremo l'entrata in funzione del sistema di protezione contro eventuali fenomeni di cortocircuito; quest'ultimi potrebbero verificarsi se l'alimentatore al momento della sua messa in funzione, venisse ad avere contemporaneamente un massimo carico e una minima tensione d'ingresso. In pratica, il valore di δ_o oscilla tra 0,1 e 0,2.

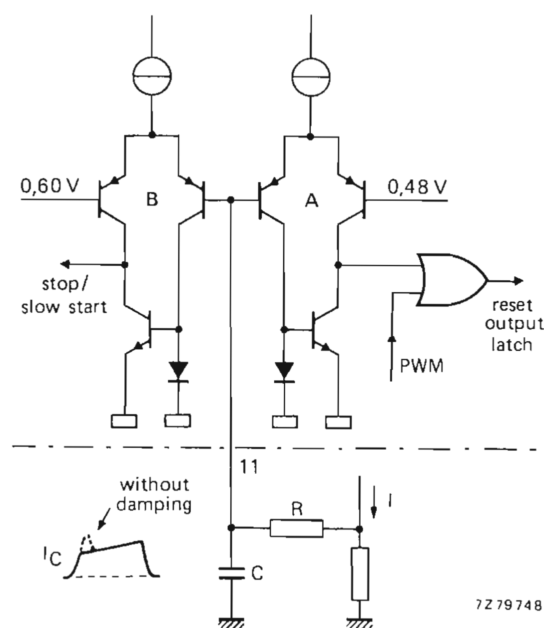


Fig. 17 - Sistema di protezione contro le sovracorrenti

Protezione contro le sovracorrenti

Se il carico dell'alimentatore dovesse assorbire un valore molto elevato di corrente, il TDA 1060 è in grado di impedire che nel transistore-interruttore circoli una corrente superiore a quella ammessa. Questo sistema di protezione è progressivo nel senso che entra in funzione in corrispondenza di due ben distinte soglie di corrente del carico. Così, se la corrente di collettore del transistore-interruttore dovesse raggiungere la *prima soglia*, il sistema di protezione tenderebbe a ridurre il fattore di utilizzazione in modo da mantenere su un valore costante la massima corrente ammessa. Il raggiungimento della *seconda soglia* tenderebbe invece a bloccare del tutto per un breve periodo di tempo (detto tempo morto) l'alimentatore, rimettendolo subito dopo in funzione iniziando con un fattore di utilizzazione via via crescente (la cosiddetta "partenza lenta"). La informazione riguardante il valore della corrente di uscita dell'alimentatore può essere ottenuta sia direttamente dal circuito d'uscita sia indirettamente cercando di conoscere il valore della corrente di collettore (o di emettitore) del transistore-interruttore.

L'informazione riguardante il valore della corrente di collettore può essere ottenuta inserendo in serie al transistore d'uscita un resistore o un trasformatore di corrente. La tensione ricavata da questi "sensori di corrente" verrà applicata al terminale 11 del TDA 1060, come appunto indicato in fig. 17. Occorrerà smorzare il picco di sovracorrente collegando in parallelo al resistore-sensore di corrente una rete RC (fig. 17).

Il funzionamento del sistema di protezione è il seguente. Quando la tensione applicata al terminale 11 raggiunge la *prima soglia* (soglia A) che ha il valore caratteristico di 0,48 V, l'uscita del comparatore A annulla il segnale proveniente dal modulatore e resetta il latch di uscita; come conseguenza si avrà una abbreviazione del tempo di conduzione del transistore-interruttore, e in definitiva, una riduzione drastica del fattore di utilizzazione. L'efficacia di questa limitazione ciclo per ciclo della corrente tende a diminuire a fattori di utilizzazione bassi, per il semplice fatto che in queste condizioni è il tempo di immagazzinamento del transistore d'uscita che determina il fattore di utilizzazione. Per questo motivo, la corrente di collettore del transistore finale tenderà a crescere nuovamente fino a quando la tensione applicata al terminale 11 raggiungerà la seconda soglia B, con valore di 0,6 V. A questo punto, il comparatore attiverà il circuito stop/partenza lenta il quale provvederà a bloccare gli impulsi d'uscita del TDA 1060. Dopo un certo "tempo morto" relativamente breve l'alimentatore inizierà lentamente a funzionare (partenza lenta) con fattore di utilizzazione gradualmente crescente.

La fig. 18 indica l'effetto prodotto dal sistema di limitazione di corrente a due soglie precedentemente descritto con riferimento alla caratteristica d'uscita V/I di un convertitore forward. Se la condizione di cortocircuito all'uscita dell'alimentatore dovesse permanere

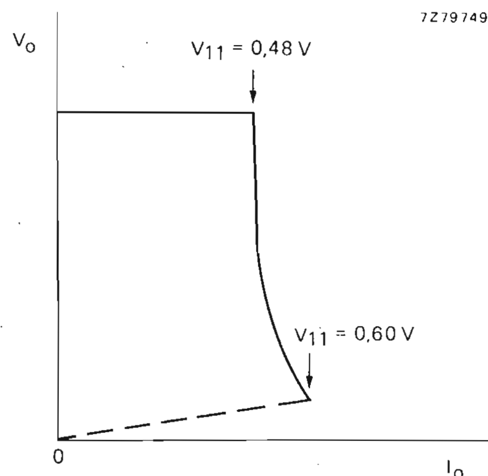


Fig. 18 - Caratteristica d'uscita V/I durante la limitazione di corrente operata dal circuito di fig. 17

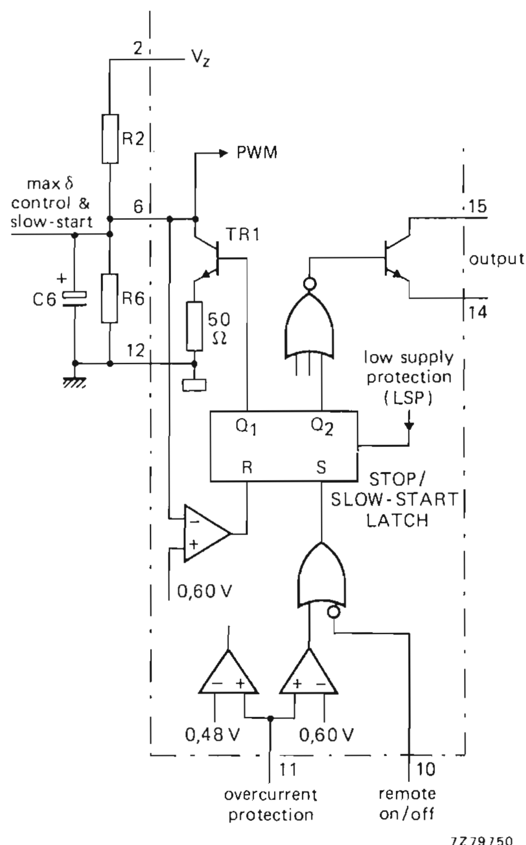


Fig. 19 - Circuito stop/partenza lenta

avremmo in ripetizione un succedersi del ciclo "limitazione-bloccaggio-partenza lenta" per cui l'alimentatore lavorerebbe a "singhiozzo".

Circuito stop/partenza lenta

Questo circuito provvede al bloccaggio immediato dell'alimentatore, seguito da un tempo morto e da una successiva partenza lenta durante la quale il fattore di utilizzazione degli impulsi di pilotaggio, e di conseguenza, la tensione d'uscita dell'alimentatore, tenderanno ad aumentare gradualmente fino al raggiungimento di una condizione di regime. Questo particolare funzionamento fa sì che nel transistore-interruttore non circolino valori di corrente elevati. Il circuito è riportato in fig. 19 e funziona così:

L'entrata in funzione di questo circuito ha inizio quando il latch viene settato ad opera dell'ingresso del controllo a distanza o di quello per la protezione contro le sovracorrenti.

Quando ciò si verifica l'uscita Q2 del latch blocca gli impulsi di uscita in quanto disabilita la porta OR e mantiene BASSA la base del transistore d'uscita. L'uscita Q1 fa entrare in conduzione TR1, e di conseguenza produrrà la scarica del condensatore C6 ad opera del resistore interno da 50 Ω. Quando la costante di tempo (50×C6) avrà fatto in modo che la tensione sul terminale 6 sia scesa al valore di 0,6 V (tempo morto), un comparatore provvederà a resettare il latch, a togliere il bloccaggio del transistore d'uscita e ad interrompere la conduzione nel transistore TR1. A questo punto, C6 comincerà a caricarsi alla tensione V_z tramite R2, e la tensione lentamente crescente sul terminale 6 farà in modo che il modulatore produca impulsi aventi un fattore di utilizzazione che tenderà ad aumentare gradualmente e a portarsi su un valore fisso determinato dall'ingresso del modulatore avente il valore più basso. Questo particolare funzionamento è illustrato dalle forme d'onda riportate in fig. 20.

Normale entrata in funzione dell'alimentatore e sua protezione contro eventuali tensioni basse

Il sistema di protezione contro eventuali basse tensioni (LSP) produce una partenza lenta tutte le volte che la tensione sul terminale 1 supera il valore di 9,5 V, come appunto accade durante la normale entrata in funzione dell'alimentatore.

Controllo a distanza dell'alimentatore

Dalla figura 19 si vede come gli impulsi in uscita dal TDA 1060 possono essere bloccati o lasciati passare

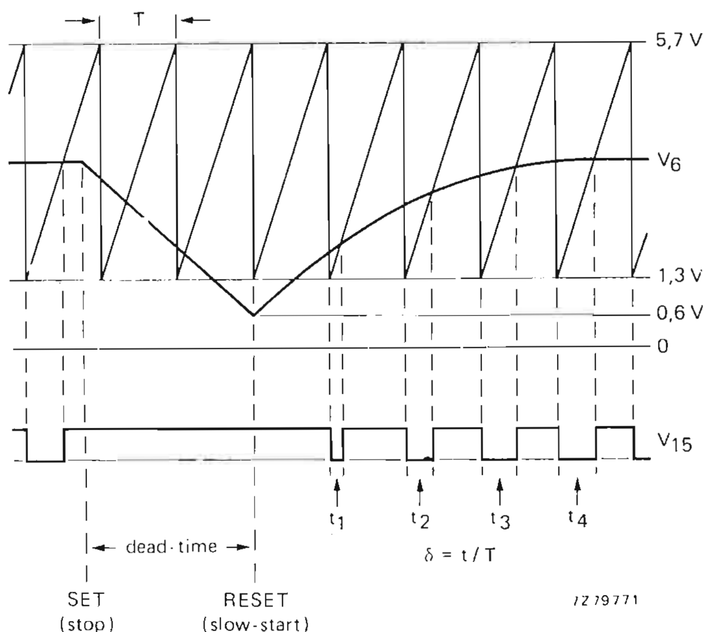


Fig. 20 - Forme d'onde associate con il circuito di fig. 19

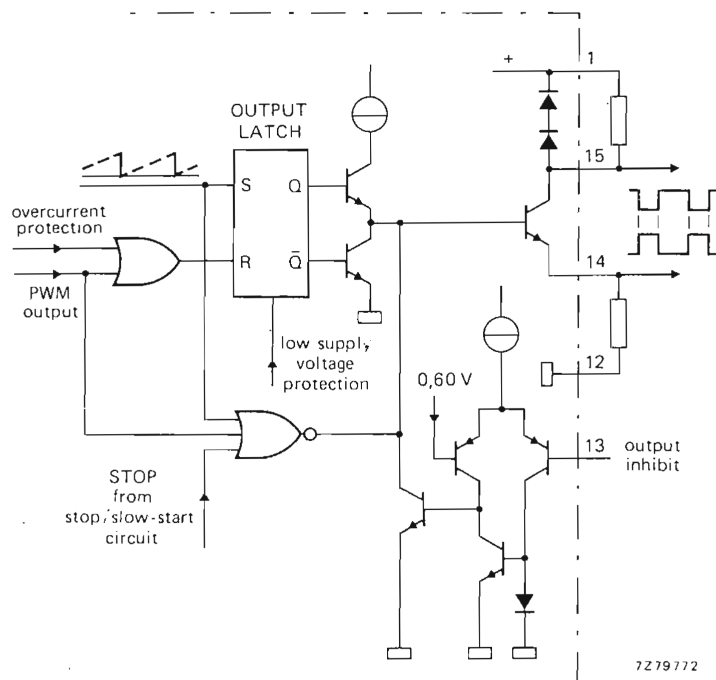
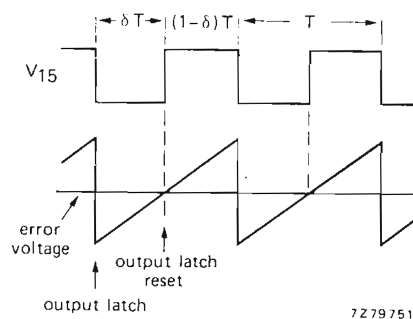


Fig. 21 - Stadio finale

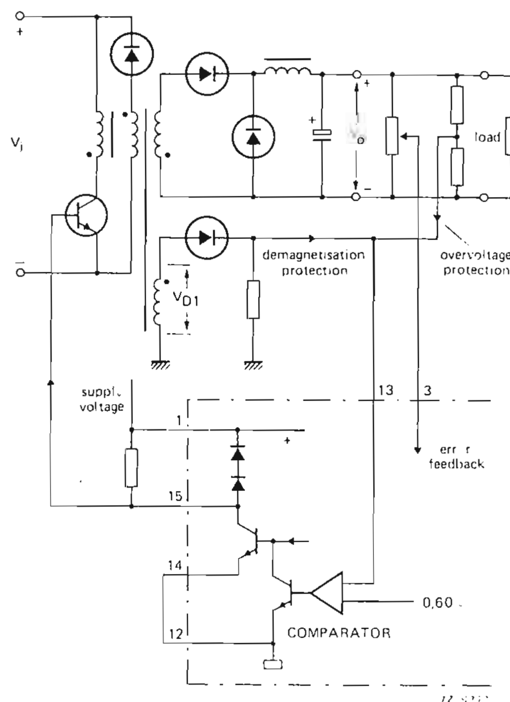


applicando semplicemente opportuni livelli logici sul terminale 10, che è appunto un ingresso compatibile TTL. Questa possibilità potrà pertanto consentire il bloccaggio o meno dell'uscita dell'alimentatore mediante un comando a distanza, possibilità sfruttata nel caso di inserimento sequenziale di più alimentatori .Un livello basso (< 0,8 V) sul terminale 10 produrrà l'inibizione immediata degli impulsi d'uscita del TDA 1060. Viceversa, un successivo livello ALTO (> 2 V) sullo stesso terminale farà entrare gradualmente in funzione il circuito. Se non si desidera sfruttare la possibilità del comando a distanza, occorrerà collegare il terminale 10 alla tensione stabilizzata V_z (terminale 2).

Stadio di uscita

E' riportato in fig. 21. Il transistore NPN d'uscita è pilotato da un circuito di commutazione a transistore e da un latch; ciò allo scopo di impedire una doppia pulsazione dell'uscita durante il periodo di un impulso. Come già indicato in fig. 7, il latch d'uscita riceve un impulso di "set" tramite TR1 e TR2 tutte le volte che l'ampiezza del dente di sega raggiunge V_H (inizio del ritorno). Questa condizione fissa l'inizio del periodo di conduzione δT del transistore-interruttore dell'alimentatore. Come appunto indicato in fig. 21, il latch di uscita può essere resettato sia dall'uscita del modulatore sia dal circuito di protezione contro le sovracorrenti. Ciò definisce la fine del periodo di conduzione del transistore - interruttore dell'alimentatore. Il latch di uscita viene cortocircuitato da una porta OR la quale provvede ad inibire gli impulsi di uscita durante il tempo in cui il latch viene settato o resettato.

Collettore ed emettitore del transistore d'uscita sono portati all'esterno del TDA 1060 tramite i rispettivi terminali; ciò permette una certa flessibilità nella progettazione del circuito di pilotaggio del transistore-interruttore dell'alimentatore, ed elimina eventuali picchi di tensione sul filo di collegamento interno a 0 V; tali picchi potrebbero verificarsi qualora l'emettitore venisse collegato internamente a massa. Il transistore d'uscita è protetto contro eventuali tensioni di collet-



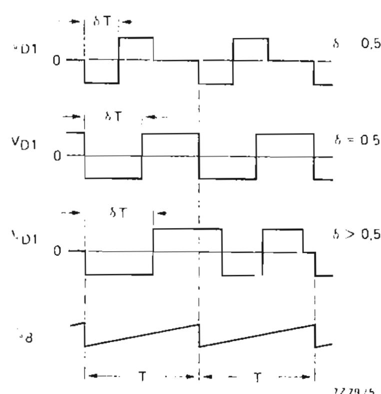


Fig. 22 - Bloccaggio dell'uscita nel caso di sovratensioni e impedimento della saturazione del nucleo del trasformatore d'uscita.

tore eccedenti la tensione di alimentazione dell'integrato da diodi limitatori interni. La massima corrente d'uscita ammissibile è 30 mA con una tensione di saturazione non superiore a 400 mV. Gli impulsi d'uscita vengono bloccati nel caso in cui la tensione di emettitore del transistore d'uscita dovesse superare il valore di 5 V.

Protezione contro le sovratensioni e la saturazione del nucleo del trasformatore d'uscita

Come indicato in fig. 21, un livello di tensione superiore a 0,6 V applicato al terminale 13 del TDA 1060 provoca il bloccaggio del transistore d'uscita, e di conseguenza l'inibizione degli impulsi d'uscita. E' logico quindi pensare che questo ingresso potrebbe essere usato per l'attuazione di un sistema di protezione contro fenomeni di sovratensione oppure per impedire in regime transitorio la saturazione del nucleo del trasformatore d'uscita nei convertitori diretti (forward) a potenza elevata. La fig. 22 indica che se il fattore di utilizzazione degli impulsi d'uscita dell'alimentatore supera 0,5, il valore medio della tensione ai capi di D1 durante il periodo di commutazione T sarà maggiore di zero. Ciò starebbe ad indicare che il nucleo del trasformatore d'uscita non sarebbe più in grado di smagnetizzarsi completamente durante il periodo in cui il transistore-interruttore risulta "aperto". Se la tensione sul catodo di D1 viene applicata al terminale 13 del TDA 1060, il transistore integrato d'uscita non potrà più condurre fino a quando la tensione sul catodo di D1 sarà diventata inferiore a 0,6 V, condizione quest'ultima indicante la completa smagnetizzazione del nucleo del trasformatore d'uscita dell'alimentatore. Si tenga presente che il periodo del dente di sega non è influenzato dal suddetto funzionamento.

Il sistema di protezione contro le sovratensioni viene attuato applicando una porzione della tensione di uscita dell'alimentatore al terminale 13. Quando questa porzione di tensione supera la soglia di 0,6 V entrerà automaticamente in funzione il meccanismo di protezione contro la saturazione del nucleo, descritto in precedenza.

Si deve tener presente che quando viene usato il terminale 13 per la funzione di inibizione, potranno verificarsi all'uscita del TDA 1060 fenomeni di doppio impulso; ciò per il fatto che in questo caso viene cortocircuitato il latch d'uscita. Se il terminale 13 non viene usato, converrà collegarlo al ritorno comune.

U.D.T. Philips/Elcoma

TDA2640: circuito integrato di controllo e protezione

E' un modulo per il controllo dei convertitori c.c./c.c. impiegati negli alimentatori stabilizzati a commutazione (switched-mode). Oltre a regolare il tempo di conduzione (duty cycle) del transistore-interruttore in funzione delle esigenze del carico e delle fluttuazioni della tensione di rete, il TDA 2640 incorpora anche alcuni sistemi di protezione che rendono sicuro il funzionamento dell'alimentatore.

Il *TDA 2640* è un circuito integrato monolitico, dual-in-line a 16 terminali, in contenitore plastico, appositamente studiato per il controllo dei convertitori c.c./c.c. tipo *flyback e forward* non isolato dalla rete, impiegati attualmente per la realizzazione dei cosidetti alimentatori stabilizzati a commutazione (switched-mode). In questi alimentatori, la stabilizzazione della tensione di uscita è ottenuta, come è noto, variando opportunamente il *tempo di conduzione* del transistore-interruttore: un sistema cioè di controllo *a modulazione di ampiezza* dell'impulso. Siccome il TDA 2640 fornisce un'uscita con polarità *invertita*, occorrerà inserire uno stadio ad emettitore comune che permetta di pilotare, tramite un trasformatore, la base del transistore-interruttore con un segnale con polarità corretta.

Le caratteristiche essenziali del TDA 2640 possono essere così riassunte:

— controllo di tensioni di uscita fino al livello di 6 V, che, con l'aggiunta di circuiti esterni, possono raggiungere addirittura il livello di 1 V.

— « partenza dolce » in maniera da evitare eccessive sovraccorrenti di spunto, dovute ad eventuali carichi capacitivi oppure alla carica dello stesso condensatore di uscita dell'alimentatore.

— tempo di conduzione del transistore-interruttore (duty cycle) dal 20% al 90%.

— Frequenza di commutazione del transistore-interruttore fino a 150 kHz.

— Corrente di uscita pari a 20 mA di picco.

— Ingresso per segnale esterno di sincronismo, essenziale quando l'alimentatore controllato dal TDA 2640 viene impiegato, a sua volta, come *sub-modulo* di alimentazione della base del transistore-interruttore di un alimentatore a commutazione di potenza più elevata.

— Protezione nei confronti di sovratensioni, sovracorrenti, tensioni di alimentazione basse, tensioni di

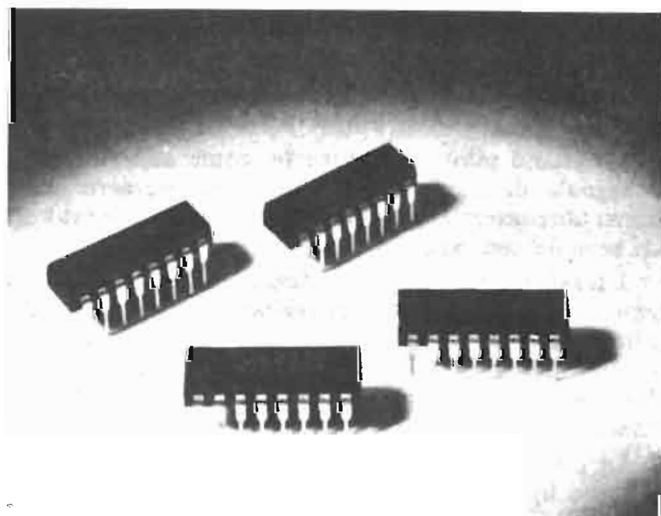


Fig. 1 - Il circuito integrato TDA 2640 serve per il controllo e la protezione di alimentatori a commutazione funzionanti con convertitori c.c./c.c. tipo flyback *oppure forward non isolato dalla rete.*

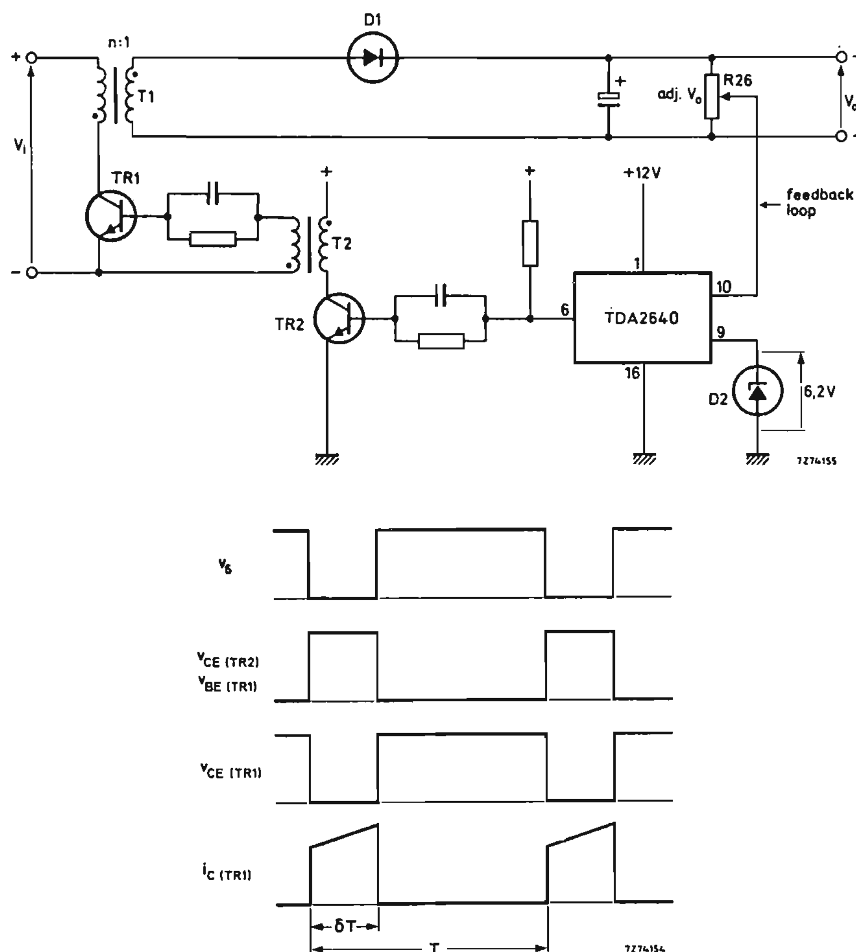


Fig. 1a - Controllo della tensione di uscita di un convertitore flyback mediante il circuito integrato TDA 2640. In basso sono riportate le forme d'onda presenti nei punti più importanti del circuito. In particolare si noti come il valore più basso della tensione d'uscita si ha quando il transistore-interruttore (TR1) si trova in conduzione.

uscita basse e di guasti nell'anello di controllo dell'uscita.

— Circuito di conteggio, destinato a limitare il numero di operazioni di apertura e di chiusura del transistore-interruttore durante condizioni di funzionamento difettose.

— Circuito inibitore.

Come viene realizzato il controllo

In figura 1a è riportato un convertitore tipo *flyback* nel quale il TDA 2640 funziona da modulo di controllo e di comando.

Lo stadio pilota TR2 inverte, come abbiamo visto, il segnale di uscita del TDA 2640 in maniera che il transistore-interruttore TR1 possa essere pilotato con un segnale con polarità corretta.

I trasformatori T1 e T2 servono ad effettuare l'isolamento tra i circuiti rispettivamente d'ingresso e d'uscita. Il TDA 2640 viene alimentato da una sorgente di tensione separata; ciò allo scopo di assicurarne il funzionamento anche durante eventuali disfunzioni del rimanente circuito.

La *tensione di uscita* fornita dal convertitore c.c./c.c. tipo flyback è data dalla seguente formula:

$v_o = \delta V_i / [n (1 - \delta]$

nella quale:

δ indica la durata di conduzione (duty cycle) del transistore-interruttore TR1; più propriamente il tempo di conduzione deve intendersi come il rapporto tra il tempo di conduzione del transistore-interruttore e il tempo di durata dell'intero periodo del segnale di commutazione;

n indica il rapporto spire del trasformatore T1.

Potendo variare il tempo di conduzione δ, il TDA 2640 è in grado di stabilizzare la tensione di uscita V_o dell'alimentatore sia nei confronti delle variazioni della tensione di ingresso V_i sia nei confronti delle variazioni del carico. Per ottenere ciò, una frazione della tensione di uscita V_o (terminale di ingresso 10), viene confrontata con una tensione di riferimento di 6,2 V ottenuta ai capi del diodo regolatore di tensione D2 (terminale di ingresso 9).

In basso, sempre nella figura 1a, sono riportate la tensione di uscita V6 del TDA 2640 e le forme d'onda presenti rispettivamente sulla base e sul collettore sia del transistore TR2 (invertitore) sia del transistore TR1 (interruttore). In proposito si osservi come quando il transistore-interruttore TR1 conduce, la tensione di uscita (V_o) è pressoché nulla.

Descrizione delle funzioni contenute nel modulo di controllo e di comando TDA 2640

In fig. 2 è riportato uno schema a blocchi del TDA 2640 che mostra le funzioni principali contenute in questo circuito integrato.

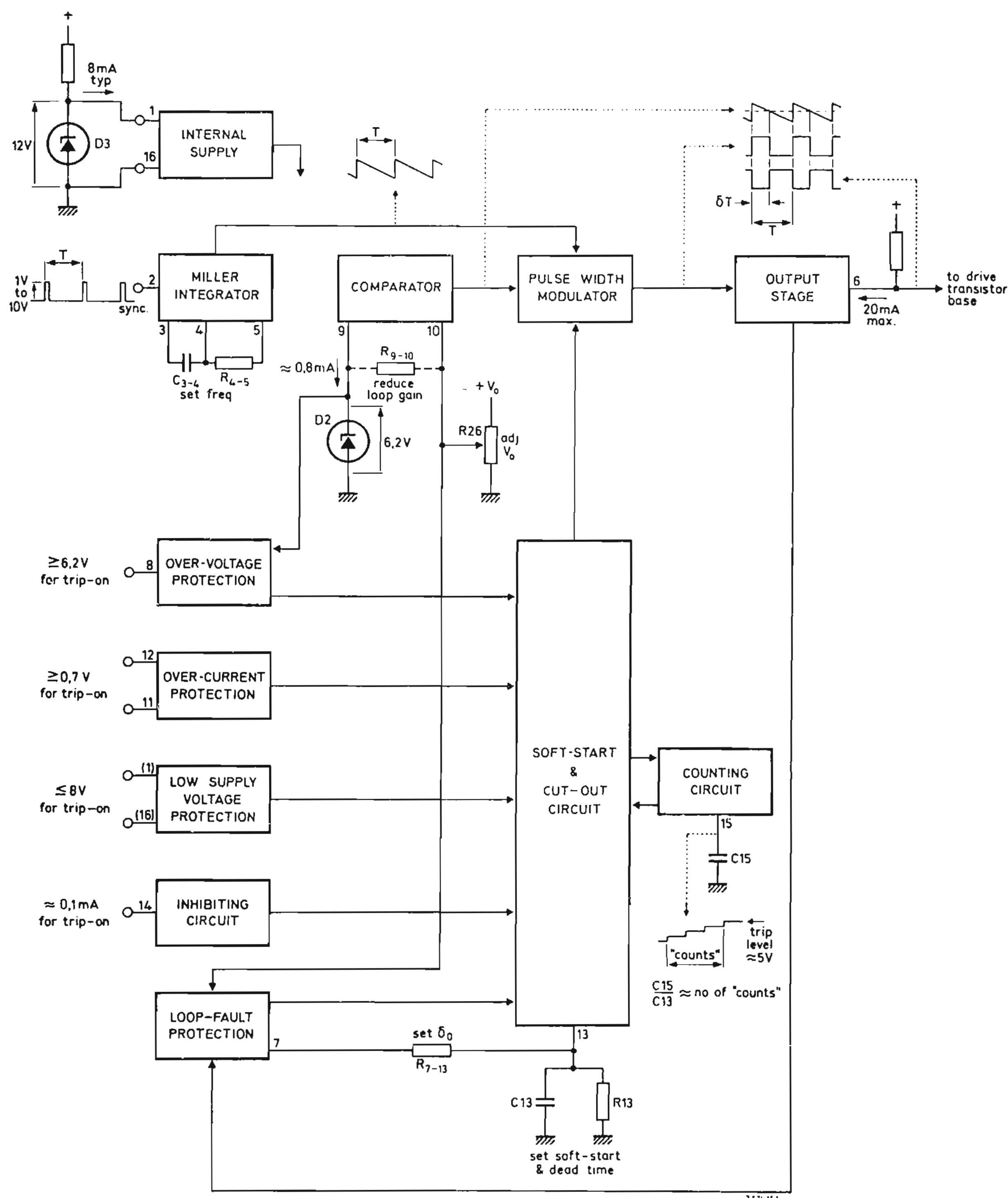


Fig. 2 - Schema a blocchi delle funzioni contenute nel TDA 2640. Partendo dall'alto abbiamo: il sistema di alimentazione dei circuiti del TDA 2640, l'integratore di Miller, il comparatore, il modulatore dell'ampiezza dell'impulso, ed infine, lo stadio finale che applica il segnale di comando alla base del transistore-interruttore. I circuiti di protezione incorporati in questo integrato sono, partendo dall'alto: protezione contro sovratensioni, protezione contro sovracorrenti, protezione nei confronti di basse tensioni di alimentazione, un circuito inibitore, un sistema di protezione contro eventuali rotture dell'anello di reazione. Tutti questi sistemi di protezione mettono in funzione il sistema di « partenza dolce » o quello di bloccaggio che agiscono direttamente sul modulatore dell'ampiezza dell'impulso di pilotaggio; il sistema di bloccaggio è completato da un circuito di conteggio.

Vediamo innanzitutto che esso è alimentato da una tensione stabilizzata di 12 V. Un integratore di Miller produce una tensione a dente di sega la cui frequenza viene determinata dai valori assegnati ai componenti C3-4 e R4-5 rispettivamente. Questa tensione a dente di sega viene applicata ad un modulatore di ampiezza al quale perviene anche la tensione di uscita dello stadio comparatore; la tensione di uscita dello stadio comparatore è proporzionale alla *differenza* tra una frazione della tensione di uscita dell'alimentatore ricavata da R26, e una tensione di riferimento di 6,2 V. All'uscita del comparatore si otterrà una forma d'onda *rettangolare* la cui ampiezza sarà più o meno grande a seconda che più o meno grande

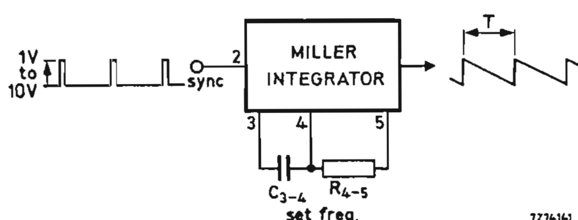


Fig. 3 - Schema di principio dell'integratore di Miller.

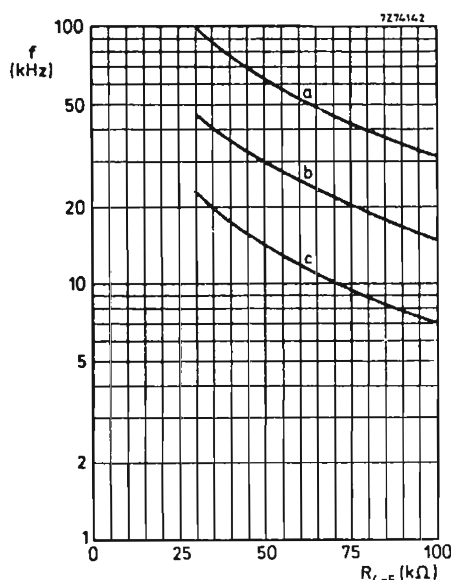


Fig. 4 - Frequenza del segnale fornito dall'integratore di Miller in funzione del valore assunto dal resistore R4-5: (a) C3-4 = 330 pF; (b) C3-4 = 680 pF; (c) C3-4 = 1500 pF (curve tipiche).

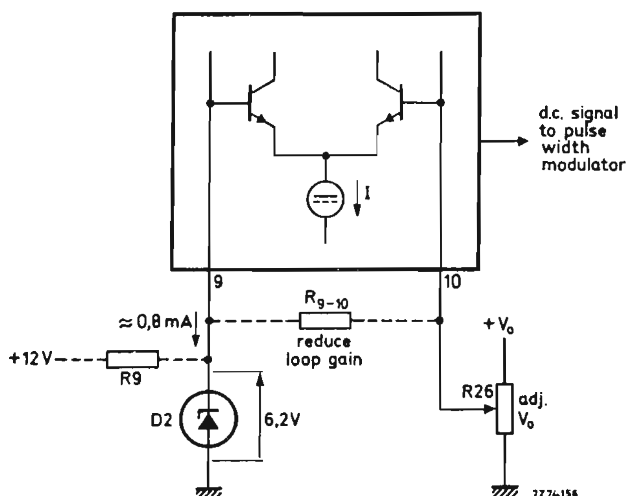


Fig. 5 - Schema di principio del comparatore. Il comparatore confronta una frazione della tensione di uscita (V_o) con una tensione di riferimento di 6,2 V fornita da un diodo zener (D2). Il segnale differenza in c.c. che si ottiene da questo confronto serve a modulare l'ampiezza del segnale di pilotaggio del transistore-interruttore.

risulterà la deviazione della tensione di uscita rispetto alla tensione di riferimento; si tratta, come si vede, di una vera e propria modulazione di ampiezza dell'impulso di comando, dipendente, a sua volta, dalla maggiore o minore deviazione della tensione di uscita rispetto alla tensione di riferimento fornita dal diodo. Questa forma d'onda rettangolare ad ampiezza variabile viene successivamente amplificata in uno stadio finale in modo da ottenere un segnale di pilotaggio di sufficiente ampiezza.

I circuiti cosidetti di « partenza dolce » e di bloccaggio (soft start / cut-out circuits) rappresentano il « cuore » del circuito integrato TDA 2640. Il primo assicura un aumento graduale del tempo di conduzione del transistore-interruttore negli istanti immediatamente dopo la messa in funzione dell'alimentatore; il secondo invece provvede a bloccare velocemente il circuito di comando e di controllo, tutte le volte che ad esso perviene « un ordine » da uno qualsiasi dei circuiti di protezione. E' presente inoltre un circuito di conteggio che limita il numero delle operazioni di apertura e di chiusura del transistore-interruttore, tutte le volte che si verifica una anomalìa nel funzionamento dell'alimentatore; succede, cioè, che, raggiunto il livello di soglia della tensione ai capi del condensatore C15, subito dopo ha luogo l'*apertura* definitiva del transistore-interruttore. L'azzeramento (reset) si attua interrompendo la tensione continua di alimentazione.

a) Tensione di alimentazione dell'integrato

La tensione di alimentazione necessaria per l'integrato ha il valore di 12 V ± 15%. Il consumo di corrente si aggira sugli 8 mA (9 mW) e al massimo su 10 mA (120 mW).

b) L'integratore di Miller

La figura 3 riporta il blocco dell'*integratore di Miller*, e la fig. 4 indica come varia la frequenza di funzionamento al variare dei valori rispettivamente del condensatore C3-4 e del resistore R4-5. Questo circuito è in grado di produrre segnali con frequenza inferiore a 50 Hz; la frequenza massima è invece 150 kHz, ed è determinata dalle capacità parassite e dai tempi di salita e di discesa del circuito.

Per impedire un eventuale sovraccarico, il resistore R4-5 non deve avere un valore inferiore a 30 kΩ.

Sul terminale 2 dell'integrato può essere applicato un segnale di sincronismo esterno la cui frequenza però dovrà essere *inferiore* alla frequenza di oscillazione propria dell'integratore di Miller. Questi impulsi di sincronismo esterni debbono essere positivi e con una *ampiezza* che vada da 6 V a 10 V; la loro larghezza dovrà essere invece perlomeno uguale alla differenza tra il periodo del segnale di sincronismo e il periodo del segnale a dente di sega prodotto dall'integratore di Miller. Questa sincronizzazione tende a ridurre il tempo massimo di conduzione (duty cycle) del transistore-interruttore.

c) Il comparatore

L'ingresso del comparatore (V10-9) è costituito dalla *differenza* tra una frazione della tensione di uscita V_o dell'alimentatore e la tensione di riferimento di 6,2 V. Ciò appare chiaramente dalla fig. 5. Come sor-

gente di tensione di riferimento può essere impiegato un diodo regolatore di tensione (per es. il tipo BZX 79-C6V2), oppure se si desidera una bassa deriva termica, può essere impiegato come sorgente della tensione di riferimento, un diodo della serie BZV 10 ... BZV 14. La corrente del diodo, disponibile su terminale 9, è circa 0,8 mA; ma se lo si desidera, potrà essere incrementata mediante l'impiego di una sorgente continua *esterna* come appunto indicato in linea tratteggiata nello schema di fig. 5. La tensione di riferimento non deve deviare molto dal valore di 6,2 V per il semplice fatto che questa stessa tensione viene impiegata per produrre altre tensioni stabilizzate all'interno del TDA 2640.

Come risulta dalla fig. 6, il campo di variazione del tempo di conduzione δ va da circa il 20% al 90% conformemente alla variazione di 95 mV sui terminali V10-9 (corrispondente all'1,5% nella tensione di uscita). La variazione media del tempo di conduzione (δ) è circa 0,7%/mV. Se dovessero verificarsi fenomeni di instabilità, converrebbe collegare tra i terminali 9 e 10 un resistore; la riduzione di guadagno che ne deriverebbe dipenderebbe in questo caso dalla resistenza esterna sul terminale 10. La massima corrente di ingresso al terminale 10 (per δ = 20%) è dell'ordine di 10 μA.

La compensazione della tensione di ondulazione di rete si ottiene applicando lo stesso segnale di ondulazione al terminale 9 oppure al terminale 10; nel primo caso si raccomanda di inserire in serie a D2, un resistore di soli circa 100 Ω, a causa della bassa resistenza del diodo.

d) Lo stadio modulatore dell'ampiezza dell'impulso

La fig. 7 riporta lo schema semplificato del circuito che provvede alla modulazione dell'ampiezza dell'impulso che pilota il transistore-interruttore. Sono anche riportate le forme d'onda caratteristiche presenti nei

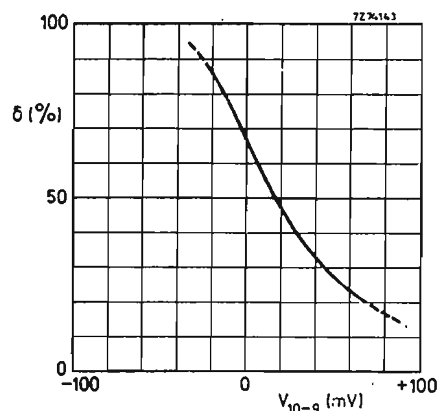


Fig. 6 - Tempo di conduzione del transistore-interruttore (δ) in funzione della tensione di ingresso applicata fra i terminali 10 e 9 (curva tipica).

vari punti del circuito. Da un'attenta osservazione di questo circuito si ricava che l'*ampiezza* degli impulsi di uscita del modulatore risulta effettivamente modulata dalle variazioni dell'uscita del comparatore. Si nota inoltre come il modulatore risulti, a sua volta, controllato dai circuiti detti di « partenza dolce » e di bloccaggio. Infatti, in caso di una eventuale anomalia nel funzionamento del circuito, il transistore in basso, che come si vede, funziona da **sorgente di corrente** dell'amplificatore differenziale, viene subito bloccato interrompendo in questa maniera il funzionamento del modulatore stesso. Allo stesso modo, per assicurare una « partenza dolce », la tensione di base del transistore di sinistra viene incrementata fino ad un livello che supera il picco della tensione a dente di sega. Viene interposto un « intervallo morto » con tempo di conduzione zero; la sua durata dipenderà dal tempo (determinato dal prodotto di R13 e C13 in fig. 2) occorrente alla tensione di base per diventare uguale al valore di picco della tensione a dente di sega.

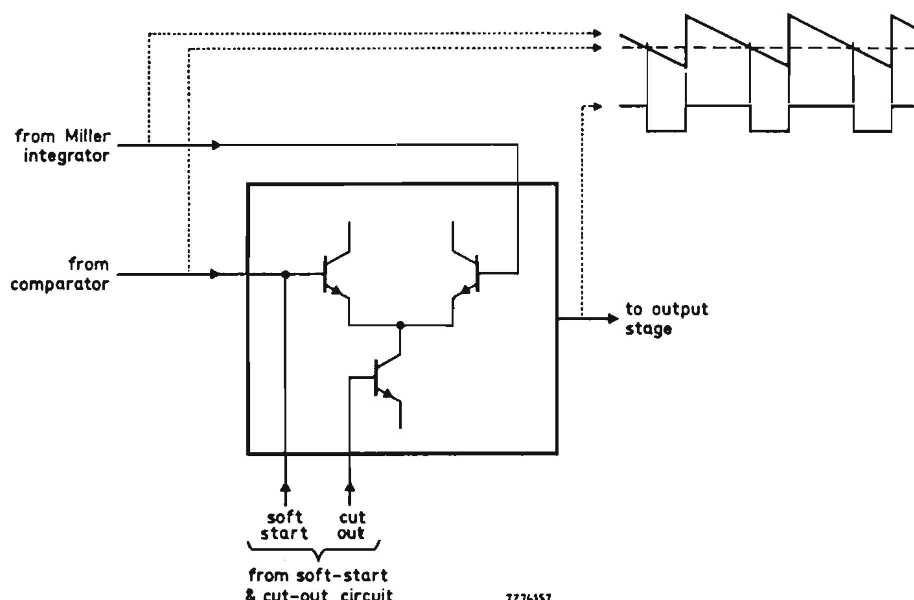


Fig. 7 - Schema di principio del modulatore dell'ampiezza dell'impulso di pilotaggio del transistore-interruttore. Al modulatore viene applicata la tensione a dente di sega prodotta nell'integratore di Miller unitamente alla tensione di uscita del comparatore. Il segnale rettangolare che si ottiene all'uscita varia in ampiezza a seconda delle possibili variazioni a cui può soggiacere la tensione di uscita (V_o) dell'alimentatore a commutazione. Il funzionamento del modulatore può essere rallentato (partenza dolce) oppure bloccato in seguito a segnali provenienti dai vari circuiti di protezione dell'integrato.

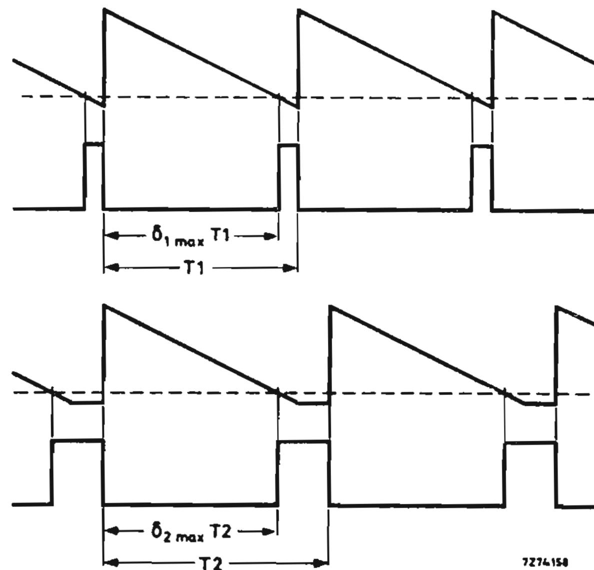


Fig. 8 - Alcune forme d'onda all'uscita dell'integratore di Miller: (a) frequenza di oscillazione libera; periodo = T1, (b) sincronizzazione ad una frequenza più bassa; periodo T2 > T1. Si noti come il massimo tempo di conduzione δ2max risulta inferiore a δ1max.

Dalle forma d'onda di fig. 8 si vede chiaramente come il massimo tempo di conduzione tenda a diminuire di valore tutte le volte che l'integratore di Miller viene sincronizzato dall'esterno; ciò per il semplice fatto che la frequenza del segnale di sincronismo è più bassa della frequenza libera di oscillazione dell'integratore.

e) Lo stadio finale

La fig. 9 riporta un circuito semplificato dello stadio finale lavorante in configurazione ad emettitore in comune (*stadio invertitore*); ai + 12 V viene collegato un diodo *tosatore* tendente a proteggere il transistore nei confronti di eventuali transitori di tensione. All'esterno è richiesto un resistore di collettore che appunto viene collegato alla tensione di alimentazione del TDA 2640. La tensione di uscita non supererà 0,4 V purché la corrente di uscita non sia maggiore di 20 mA.

f) Circuiti di « partenza dolce » e di bloccaggio; circuito di conteggio

« Gli ordini » provenienti dai circuiti di protezione vengono portati ai circuiti di « partenza dolce » e di bloccaggio (fig. 10); questi come abbiamo visto, provvedono, a loro volta, a controllare il modulatore dell'ampiezza dell'impulso di pilotaggio del transistore-interruttore. Dalla fig. 11 appare molto evidente che, in caso di condizione di funzionamento anomala, il tempo di conduzione δ diminuisca improvvisamente fino a raggiungere lo zero provocando in questa maniera il bloccaggio immediato del funzionamento dell'integrato; successivamente, dopo un certo « tempo morto », ha inizio la cosiddetta « partenza dolce ». Il tempo morto a cui abbiamo accennato prima e il progressivo incremento del tempo di conduzione δ sono determinati dal prodotto di R13 e C13.

Il *circuito di conteggio* è stato invece incluso per impedire che in caso di una perdurante condizione di

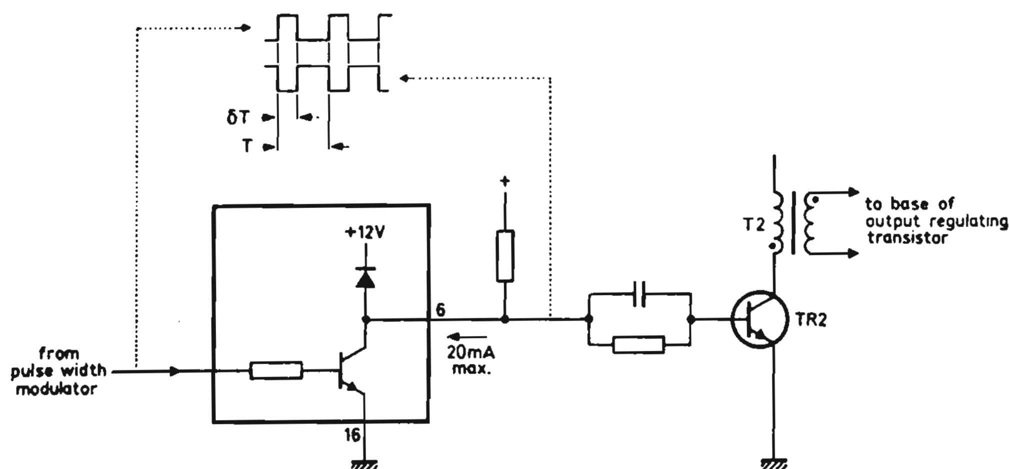


Fig. 9 - Stadio di uscita del TDA 2640 e transistore di pilotaggio TR2. L'uscita di questo transistore va a comandare direttamente la base del transistore-interruttore.

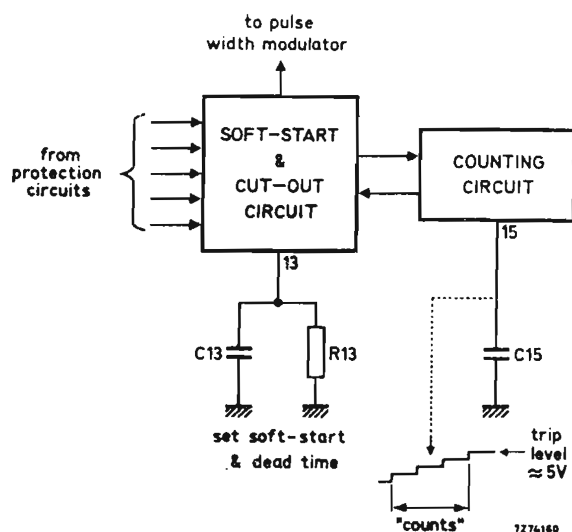


Fig. 10 - Circuito di « partenza dolce » e di bloccaggio e circuito di conteggio. Numero dei « conteggi » ≈ C15/C13.

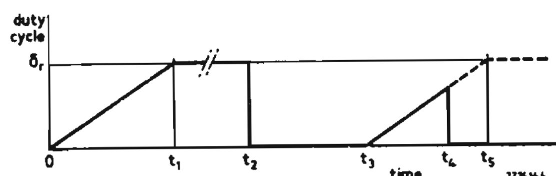


Fig. 11 - Grafici (semplificati) indicanti il funzionamento del sistema « partenza dolce » e di bloccaggio.
0 . . . t1: partenza dolce;
t1 . . . t2: regolazione dell'uscita;
t2 : bloccaggio prodotto dal sopraggiungere di un funzionamento anomalo;
t2 . . . t3: tempo morto;
t3 . . . t4: partenza dolce;
t4 : bloccaggio in caso di condizione anomala prolungata.
La porzione indicata mediante tratteggio è valida nel caso in cui si siano ristabilite le normali condizioni di funzionamento.
Il periodo da t2 a t5 è dato approssimativamente dal rapporto R13 × C13 (fig. 10) nel caso in cui δr = 50%.

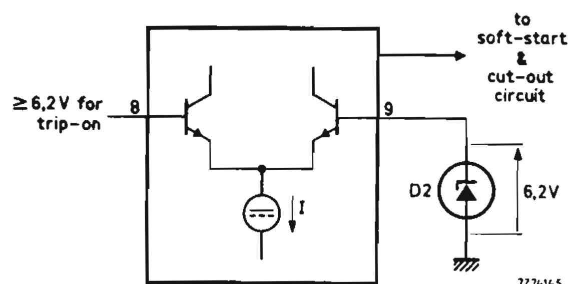


Fig. 12 - Schema di principio del circuito di protezione contro le sovratensioni.

funzionamento anomalo abbia luogo una parimente perdurante commutazione del transistore-interruttore. Questo circuito infatti tende a limitare il *numero* delle operazioni di commutazione (o meglio, le conta) fino a bloccare in maniera definitiva il funzionamento dell'alimentatore. Il numero di questi « conteggi » è determinato dal rapporto C15/C13 (in particolare si hanno 10 conteggi nel caso in cui C15 = 10 μF e C13 = 1 μF). Il circuito viene azzerato (reset) all'atto dell'applicazione della tensione di alimentazione al TDA 2640, interruzione che permette al condensatore C15 di scaricarsi. Se le condizioni lo permettono, il condensatore C15 potrà essere sostituito mediante un resistore da 4,7 kΩ il quale però darà luogo ad una commutazione continuativa fino a quando non verranno ristabilite le normali condizioni di funzionamento.

g) Protezione contro le sovratensioni

Il circuito di protezione nei confronti delle possibili sovratensioni, riportato schematicamente in fig. 12, entra in funzione non appena la tensione presente sul terminale 8 supera il livello di riferimento di 6,2 V presente sul terminale 9. Quando si verificano condizioni di sovratensione, questo circuito fa entrare in funzione i circuiti rispettivamente di « partenza dolce » e di bloccaggio, come appunto in precedenza descritto.

h) Protezione nei confronti di correnti eccessive

Nel caso in cui la tensione che si forma ai capi del resistore R di fig. 13 (il resistore cioè che « sente » la corrente) dovesse superare il valore di 1 V, il circuito di protezione contro le sovraccorrenti entra immediatamente in funzione attivando i circuiti rispettivamente di « partenza dolce » e di bloccaggio. Al posto del resistore può essere impiegato come elemento che « sente » l'intensità della corrente, un trasformatore di corrente. Il termistore NTC R29 provvede a compensare eventuali derive nella tensione base/emettitore prodotte da possibili variazioni di temperatura (il valore tipico è 1,7 mV/°C). La rete R27C23 provvede a livellare il segnale d'ingresso.

Il livello del segnale che fa entrare in funzione questo circuito di protezione va da 660 mV a 760 mV nel caso in cui venga posto a massa il terminale 11, e da — 660 mV a — 760 mV nel caso in cui venga posto a massa il terminale 12.

i) Protezione nel caso di una tensione di alimentazione troppo bassa

Questo circuito di protezione, di cui in fig. 14 è riportato lo schema di principio, riduce a zero il tem-

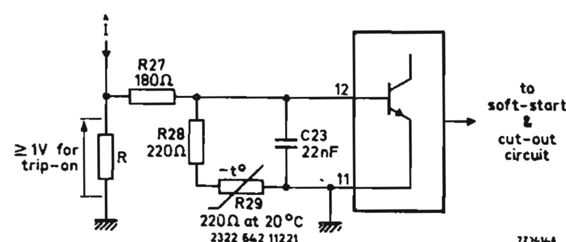


Fig. 13 - Schema di principio del circuito di protezione contro le sovracorrenti. R è il resistore che « sente » la sovracorrente.

Fig. 14 - Circuito di protezione nel caso di valori bassi della tensione di alimentazione.

Fig. 15 - Circuito di protezione nel caso di rottura o di messa a massa dell'anello di reazione.

po di conduzione del transistore-interruttore dell'alimentatore tutte le volte che la tensione di alimentazione del TDA 2640 applicata sul terminale 1, assume valori inferiori a 8 V. Questo circuito di protezione impedisce inoltre la distruzione del transistore-interruttore nel caso in cui la tensione di alimentazione di rete venisse interrotta (e cioè apertura del circuito, seguita immediatamente da una chiusura del medesimo); in questo caso avremmo distruzione del transistore-interruttore a causa dell'elevata « corrente di spunto » che lo attraverserebbe nelle suddette condizioni. Infatti, senza il circuito di protezione, per mantenere costante la tensione di uscita dell'alimentatore il TDA 2640 sarebbe costretto a far lavorare il transistore-interruttore con il massimo tempo di conduzione; ciò produrrebbe quella elevata corrente di carica del condensatore di livellamento all'uscita che distruggerebbe inevitabilmente il transistore-interruttore.

Il TDA 2640 riprenderà a funzionare normalmente quando la tensione presente sul terminale 1 riassumerà un valore superiore a 8 V.

l) Protezione contro eventuali « rotture » dell'anello di reazione

La fig. 15 riporta uno schema semplificato di questo circuito di protezione. Si ha bloccaggio immediato del funzionamento dell'alimentatore, tutte le volte che la tensione di reazione riportata sul terminale 10 diventa zero; ciò potrebbe essere prodotto sia da una interruzione dell'anello di reazione, sia da una sua eventuale messa a massa.

Fig. 16 - Tempo di conduzione δr in funzione della tensione di reazione V 10. A = porzione « partenza dolce »; B = porzione controllo della tensione di uscita.

Il funzionamento di questo sistema di protezione è il seguente: con riferimento alla fig. 16 notiamo che il normale controllo della tensione di uscita dell'alimentatore si ha in corrispondenza della regione B del grafico di fig. 16; in questa regione, la tensione di reazione (V 10) è di poco superiore a 6 V. Dal grafico che indica l'andamento del tempo di conduzione (δ) del transitore - interruttore (fig. 17), si rileva che una eventuale rottura dell'anello di reazione produce un tempo morto, e conseguente tempo di conduzione zero; dopodiché il tempo di conduzione (δ) tende ad aumentare gradualmente fino ad un valore δ_0 sul quale si manterrà fino a quando non verrà ripristinato l'anello di reazione in seguito all'entrata in funzione del circuito di « partenza dolce »; la porzione « partenza dolce » della curva di fig. 16 ha un andamento pressoché orizzontale per un valore di V 10 al disotto di circa 1,4 V; di conseguenza, δ_0 dovrà avere il valore corrispondente a V 10 = 1,4 V, diversamente non avremo partenza. D'altra parte δ_0 non dovrà essere troppo elevato in quanto ciò provocherebbe un eccessivo valore della tensione di uscita dell'alimentatore proprio durante il tempo in cui non esiste alcun controllo di detta tensione con conseguente pericolo di distruzione del transistore-interruttore. La fig. 18 indica la relazione intercorrente tra R7-13 di fig. 15 e δ_0. Nella maggior parte dei casi, un valore di δ_0 di circa 12% è più che sufficiente.

Questo circuito fornisce anche una certa protezione nei confronti di tensioni di uscita basse (e cioè, quando V10 si trova al disotto della zona normale di controllo).

m) Circuito inibitore

Il circuito inibitore riportato in fig. 19 blocca il funzionamento dell'alimentatore nel caso in cui la tensione di ingresso V14 sul terminale 14 assumesse valori compresi tra 0 V e 3 V (— I 14 ⩾ 0,1 mA). Questa

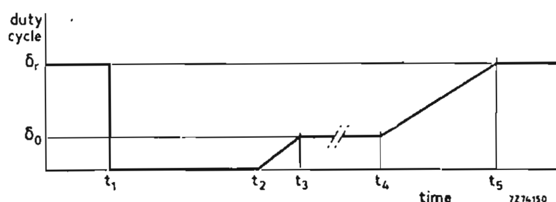


Fig. 17 - Influenza della rottura dell'anello di reazione sul tempo di conduzione del transistore-interruttore (grafico schematizzato).
t > t1 : regolazione dell'uscita;
t1 : bloccaggio prodotto da un anello di reazione aperto o in corto;
t1 . . . t2: tempo morto;
t2 . . . t3: aumento fino a δ_0;
t4 : anello di reazione riparato;
t4 . . . t5: partenza dolce.

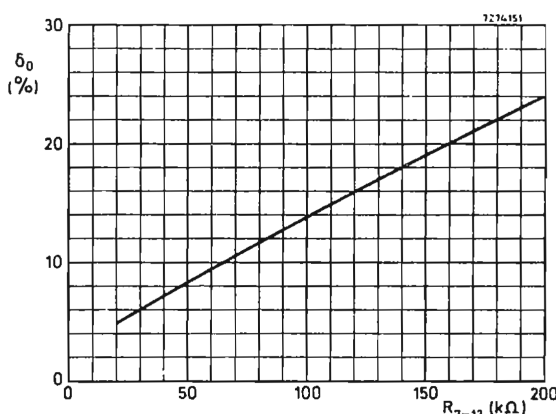


Fig. 18 - Tempo di conduzione basso δ_0 in funzione di R7-13 nel caso in cui V 10 = 0 V (curva tipica).

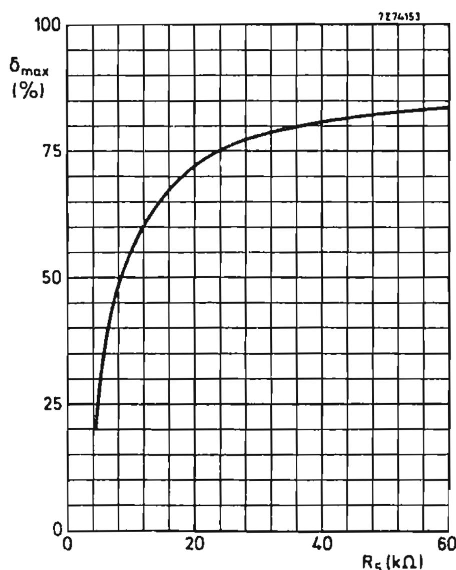


Fig. 19 - Circuito inibitore.

azione di inibizione non si verifica nel caso in cui la tensione V 14 sia uguale o superiore a 5 V, oppure nel caso in cui il terminale 14 risultasse aperto. Da ciò si conclude che è possibile una eventuale messa in funzione (o bloccaggio) a distanza dell'alimentatore; in particolare, l'alimentatore entrerebbe in funzione quando la tensione V 14 fosse ALTA e bloccato quando la tensione V 14 fosse BASSA.

CIRCUITI ESTERNI DEL TDA 2640

Riduzione del massimo tempo di conduzione del transistore-interruttore

Per ridurre il valore massimo del tempo di conduzione (δ_{max}) del transistore-interruttore si collega un resistore (R5) tra il terminale 5 e massa. Ciò riveste notevole importanza nel caso di impiego di convertitori forward isolati dalla rete, nei quali, come è noto, per impedire la saturazione del trasformatore, occorre ridurre il tempo di conduzione del transistore-interruttore a valori inferiori al 50%. La fig. 20 dà un grafico caratteristico che fornisce appunto un andamento tipico del δ_{max} in funzione di R5. A causa delle inevitabili tolleranze dei componenti è opportuno che il resistore R5 sia un potenziometro.

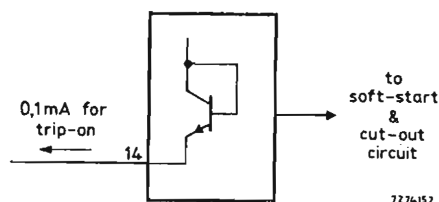


Fig. 20 - Tempo massimo di conduzione del transistore-interruttore (δ max) in funzione del valore di R5 (curva tipica).

Precauzioni da prendere nel caso le tensioni di uscita del convertitore siano inferiori a 6 V

Abbiamo visto che per avere ottime prestazioni dal TDA 2640 è necessario che la *tensione di riferimento* abbia pressapoco il valore di 6 V; da ciò consegue che se la tensione di uscita è *più bassa* di 6 V, occorrerà aggiungere opportuni circuiti esterni. Per esempio, il circuito riportato in fig. 21, è molto adatto nel caso in cui la tensione di uscita dell'alimentatore sia inferiore ad 1 V. I diodi D4 e D5 servono a compensare eventuali diminuzioni della tensione base-emettitore dovuta alle inevitabili variazioni della temperatura ambiente; i condensatori C21 e C22 assicurano dal canto loro una certa stabilità di controllo.

IL circuito completo

La fig. 22 riporta lo schema di principio di un convertitore *flyback* che impiega per il controllo della tensione di uscita e per la protezione dei vari circuiti, il circuito integrato TDA 2640. Il trasformatore di corrente T3 fornisce il segnale d'ingresso (punto A) al circuito di protezione contro le sovracorrenti.

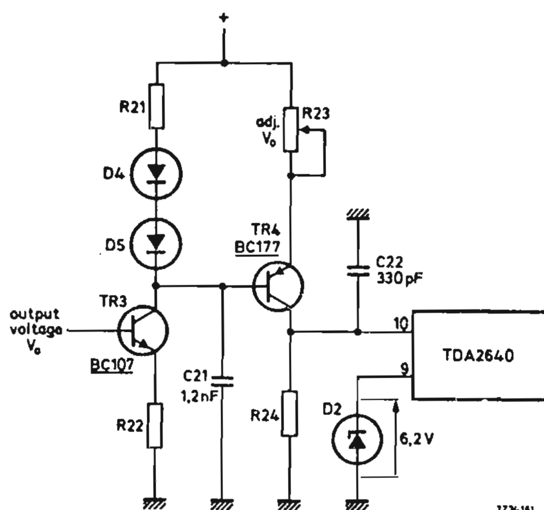


Fig. 21 - Circuito aggiuntivo nel caso di convertitori con tensioni di uscita comprese tra 1 V e 6 V. $V_o \approx 6$ (R23/R24) V nel caso in cui R21 = R22.

Dati caratteristici essenziali del TDA 2640

Valori massimi

Tensione di alimentazione:	13,8 V massimi
Potenza dissipata complessiva:	145 mW massimi
Temperatura di immagazzinaggio:	— 55 °C ... + 125 °C
Temperatura ambiente in condizione di funzionamento:	— 25 °C ... + 65 °C

Caratteristiche

Campo di variazione della tensione di alimentazione	10,2 V ... 13,8 V
Corrente continua di alimentazione alla tensione di alimentazione 12 V c.c.	8 mA tipici 10 mA massimi
Tensione di riferimento	6,2 V tipici
Ampiezza dell'impulso di sincronismo	1 V ... 10 V
Corrente di uscita di picco in corrispondenza della quale la tensione di uscita è 0,4 V o meno	20 mA massimi
Tempo di conduzione (duty cycle) del transistore-interruttore	20% ... 90%

Fig. 22 - Schema di principio di un convertitore flyback controllato dal TDA 2640. La tensione di uscita del convertitore (V_o) è in questo caso < 6V. Nel caso la tensione di uscita V_o fosse > 6 V, occorrerebbe sostituire i transistori TR3 e TR4 e i relativi componenti con un semplice potenziometro i cui estremi dovrebbero essere collegati all'uscita del convertitore e il cursore al terminale 10 del TDA 2640.

TECNOLOGIA E CARATTERISTICHE RICHIESTE AI COMPONENTI

Tecnologia di costruzione e caratteristiche dei diodi a recupero molto veloce
da impiegare nel circuito raddrizzatore d'uscita

Le frequenze elevate (20 kHz . . 50 kHz) alle quali lavorano gli attuali alimentatori a commutazione (SMPS) richiedono nel circuito raddrizzatore d'uscita diodi veloci e a basse perdite. I tipi di diodi presentati in questo articolo, grazie alla tecnologia epitassiale impiegata nella loro fabbricazione, soddisfano egregiamente a queste esigenze.

1. - INTRODUZIONE

Gli *alimentatori a commutazione* (denominati anche alimentatori SMPS = Switched Mode Power Supply), alimentati dalla tensione della rete, lavorano a frequenze comprese tra 20 kHz e 50 kHz, e pertanto richiedono, come raddrizzatori di uscita, diodi molto veloci. Allo scopo servono ottimamente *i diodi epitassiali a ricupero veloce*.

Questi tipi di diodi possiedono infatti le seguenti caratteristiche:

— *tempo di ricupero estremamente breve* e pertanto adeguato alle esigenze dei circuiti di commutazione veloci, quali sono appunto quelli presenti negli alimentatori a commutazione

— *basso picco di corrente di ricupero inversa e numero limitato di cariche immagazzinate;* caratteristiche queste tendenti a ridurre i picchi di corrente nonchè le perdite durante la conduzione in senso inverso

— *estinzione graduale della corrente di ricupero inversa,* e pertanto transitori di ridotta intensità, ed in definitiva quindi, ridotta irradiazione a radiofrequenza, e conseguente semplificazione dei circuiti-soppressori dei fenomeni di irradiazione a radiofrequenza

— *bassa caduta (circa 0,8 V), della tensione diretta* alla corrente di lavoro e pertanto bassi valori di dissipazione e rendimento elevato (si ricordi che in un alimentatore a commutazione le perdite dovute al diodo - raddrizzatore di uscita sono date dal prodotto della caduta della tensione diretta

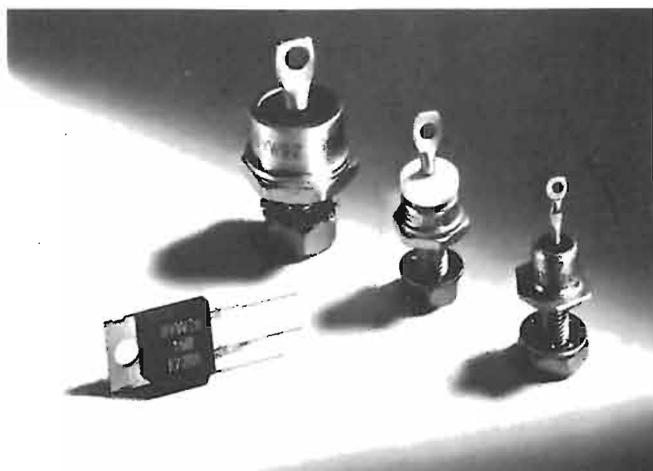


Fig. 1 - Alcuni diodi epitassiali a ricupero molto veloce. La serie comprende i tipi BYW 29, BYW 30, BYW 31 e BYW 92. Sono destinati ad essere impiegati nel circuito d'uscita degli alimentatori a commutazione. Fino a 500 kHz, le perdite sono trascurabili e la tensione di caduta in senso diretto è bassa.

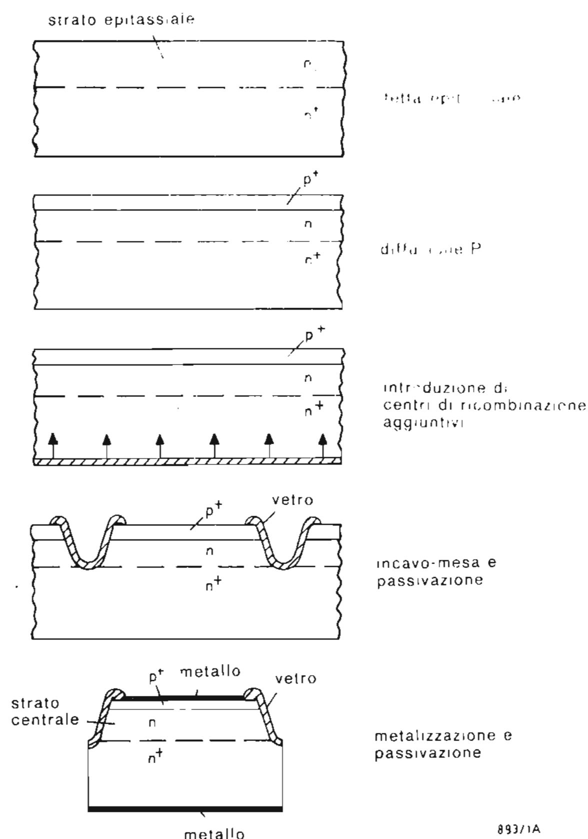


Fig. 1a - Fasi costruttive principali dei diodi epitassiali a ricupero molto veloce.

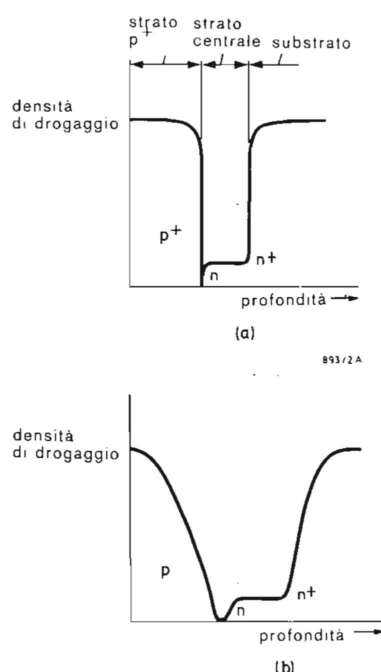


Fig. 2 - Confronto tra profili di diffusione
(a) nei diodi epitassiali a ricupero molto veloce
(b) nei diodi convenzionali a ricupero veloce (a doppia diffusione)

ai capi del diodo per la corrente d'uscita). Caratteristiche quest'ultime che consentono di usare radiatori di calore di dimensioni ridotte, e in definitiva, di poter realizzare alimentatori SMPS poco ingombranti.

E' opportuno infine tener presente che i suddetti parametri posseggono tolleranze molto ristrette, e pertanto il progettista potrà contare su un comportamento stabile dell'alimentatore che sta progettando.

Caratteristiche principali dei diodi epitassiali Philips -Elcoma a ricupero veloce *BYW 29, BYW 30, BYW 31 e BYW 92*

— corrente (valore medio): 7,6 ÷ 40 A (funzionamento con onde quadre)
— tempo massimo del ricupero inverso: 35 ns ÷ 50 ns
— tensione di lavoro: 50 V, 100 V, 150 V (tre versioni di diodi)
— rivestimento in vetro (passivazione) del cristallo e pertanto funzionamento stabile nel tempo.

In fig. 1 si può vedere come si presentano questi diodi.

2. - TECNOLOGIA E COSTRUZIONE

La *tecnologia epitassiale* applicata alla costruzione di diodi raddrizzatori veloci offre notevoli vantaggi rispetto alla tecnologia della *doppia diffusione* normalmente impiegata in questi dispositivi. Questi vantaggi consistono essenzialmente in un più accurato controllo della geometria del dispositivo: in particolare, è la *profondità della giunzione* e la *larghezza dello strato centrale* che vengono dimensionate in maniera più accurata, fattori quest'ultimi decisivi agli effetti di ottenere ristretti valori di tolleranze nella tensione diretta e nel tempo di ricupero inverso del diodo.

Nella fig. 1a si possono vedere le fasi costruttive essenziali del cristallo dei diodi epitassiali a ricupero molto veloce. L'impiego di materiale epitassiale per lo strato centrale (o base) e la formazione della giunzione in unico processo di diffusione consentono di controllare accuratamente il *profilo di diffusione* del dispositivo e di ottenere quindi grande stabilità nei parametri del dispositivo.

Le tolleranze delle caratteristiche dei diodi epitassiali saranno quindi molto più strette di quelle dei diodi realizzati con la tecnologia della doppia diffusione.

La fig. 2 confronta il profilo di diffusione di un diodo *epitassiale* con quello di un diodo a *doppia diffusione.* Si nota subito come il profilo del diodo epitassiale risulti molto più ripido e netto di quello di un diodo a doppia diffusione.

E' noto che in qualsiasi raddrizzatore di potenza a giunzione p/n, l'iniezione delle cariche nello strato intermedio (strato n) ha luogo sia da parte dello strato n+ che da parte dello strato p+. Questa iniezione combinata di cariche nello strato intermedio contribuisce a mantenere bassa la caduta della tensione diretta ai capi del diodo. Quantitativamente questa iniezione dipende dall'andamento del profilo degli strati diffusi. Ora, siccome come già detto, i diodi epitassiali hanno profili delle giunzioni ripidi e netti, ciò contribuirà ad incrementare il numero delle cariche iniettate nello strato intermedio, ed in definitiva quindi a ridurre la caduta della tensione diretta ai capi del diodo. La distanza percorsa dalle cariche iniettate nello strato intermedio prima che esse si ricombinino viene chiamata *lunghezza della diffusione.*

Si è constatato inoltre che è possibile ridurre ul-

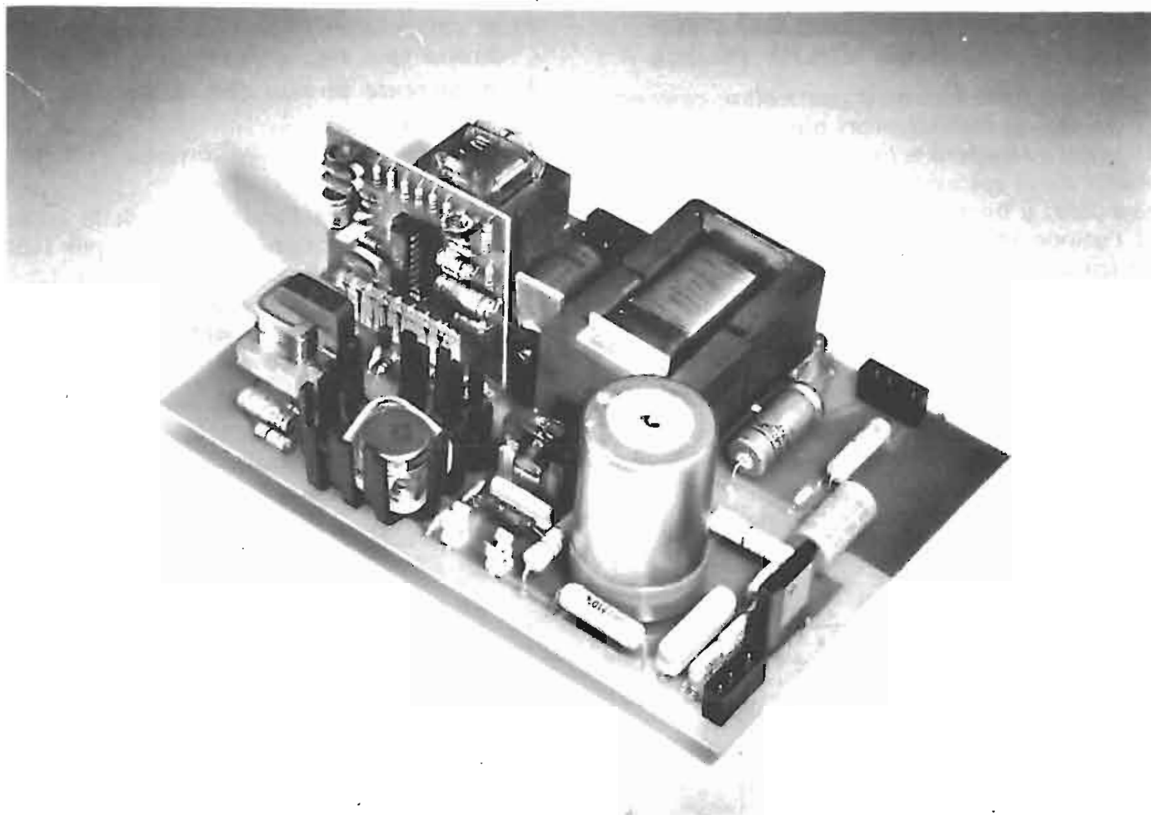


Fig. 2a - Alimentatore stabilizzato a commutazione per televisori a colori. Il telaio è isolato dalla rete. Tensione di ingresso: 185... 255 Veff. Potenza d'uscita: 120 W per deflessione sistema 20 AX, 11 W per suono, 5,5 W per circuiti minori. La frequenza di lavoro del convertitore è sincronizzata con la frequenza di riga.

teriormente la caduta di tensione in senso diretto qualora la *larghezza* dello strato centrale risulti inferiore alla *lunghezza* della diffusione. Non bisogna però esagerare nella riduzione dello spessore dello strato centrale altrimenti si corre il rischio che il dispositivo non sia più in grado di sopportare le tensioni inverse alle quali dovrà lavorare. Anche in questo, come in casi analoghi, è necessario stabilire un compromesso tra i vari parametri in gioco.

Un altro fattore importante negli alimentatori a commutazione è la *velocità di funzionamento* richiesta ai diodi raddrizzatori (20 kHz ÷ 50 kHz). Per soddisfare questa esigenza occorre introdurre all'interno dello strato intermedio dei *centri di ricombinazione* capaci di "intrappolare" le cariche. Anche in questo caso però bisognerà stabilire un compromesso dato che il fenomeno dell'intrappolamento tede a ridurre la lunghezza della diffusione, un parametro questo molto importante come abbiamo visto.

Un altro vantaggio del processo epitassiale applicato a questi diodi è che il marcato e netto profilo delle giunzioni permette un controllo molto accurato dell'*immagazzinamento delle cariche* (Q_s). Ciò non si verifica nei diodi realizzati in tecnologia a doppia diffusione nei quali difficilmente si riesce a controllare la *profondità* della giunzione nonchè lo *spessore* dello strato centrale.

I profili laterali delle giunzioni vengono protetti mediante "doccie" ricavate per fotoincisione all'interno dello strato epitassiale e rivestite con un leggero strato di vetro (fig. 1a). E' questo il processo tecnologico meglio noto con il termine di *passivazione in vetro;* questo processo, com'è noto, ha un gran numero di vantaggi. Innanzitutto, lo strato di vetro inerte serve a proteggere i profili laterali nudi delle giunzioni del cristallo dai processi di contaminazione fin dalle prime fasi di costruzione del diodo. In secondo luogo esso permette di controllare i parametri principali del futuro diodo già allo stato di "slice", e cioè, allo stato di cristallo "nudo" quando ancora non sono stati applicati i terminali e prima della sua incapsulazione nell'involucro metallico. Infine, i "test" di durata di vita e di sicurezza di funzionamento del dispositivo hanno ampiamente confermato che il processo della passivazione conferisce al dispositivo una grande sicurezza di funzionamento.

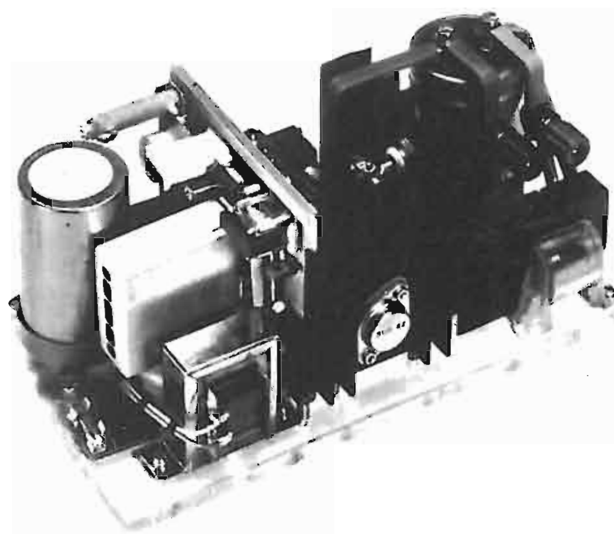


Fig. 2b - Esempio di alimentatore stabilizzato a commutazione per impieghi industriali. Il transistore-interruttore è il BUX 82 con cristallo passivato in vetro.

3. - CARATTERISTICHE PARTICOLARI DEI DIODI EPITASSIALI A RICUPERO MOLTO VELOCE

Le figure 3, 4 e 5 confrontano il particolare comportamento dei tre tipi di raddrizzatori più comunemente usati, e cioè *i diodi a ricupero veloce* (e cioè quelli a doppia diffusione), *i diodi epitassiali a ricupero molto veloce*, ed infine *i diodi a barriera di Schottky* (e cioè quei diodi in cui l'azione raddrizzante è ottenuta per contatto ohmico tra un materiale semiconduttore (Si) e un metallo, alluminio per es.). I parametri scelti per confrontare il comportamento di questi tre tipi di diodi raddrizzatori sono:

1) *la corrente diretta* (I_F) in funzione della tensione diretta (V_f) fig. 3
2) *la corrente inversa* (I_R) in funzione della tensione inversa (V_R)
3) *il tempo di ricupero inverso* (t_{rr}) in funzione di $-dI_f/dt$.

La fig. 6 indica l'andamento della corrente inversa di ricupero in funzione del tempo per i diodi convenzionali (a) e per quelli epitassiali (b). La fig. 7 indica infine il rendimento (η) dei suddetti tre tipi di diodi quando questi vengono impiegati in un convertitore del tipo "forward" (o a conduzione). La fig. 8 serve

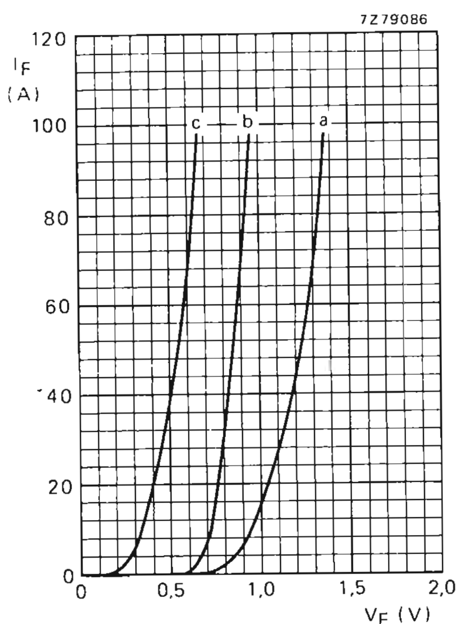


Fig. 3 - Corrente diretta I_F in funzione della tensione diretta (V_F): (a) in un diodo convenzionale a ricupero veloce; (b) in un diodo epitassiale a ricupero molto veloce; (c) in un diodo a barriera di Schottky.

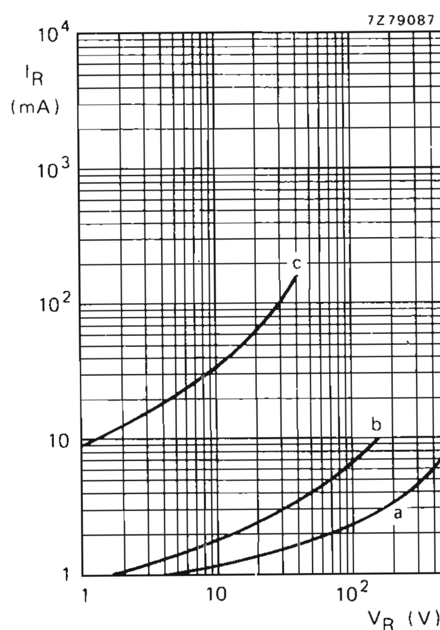


Fig. 4 - Corrente inversa (I_R) in funzione della tensione inversa (V_R): (a) in un diodo convenzionale a ricupero veloce; (b) in un diodo epitassiale a ricupero molto veloce; (c) in un diodo a barriera di Schottky.

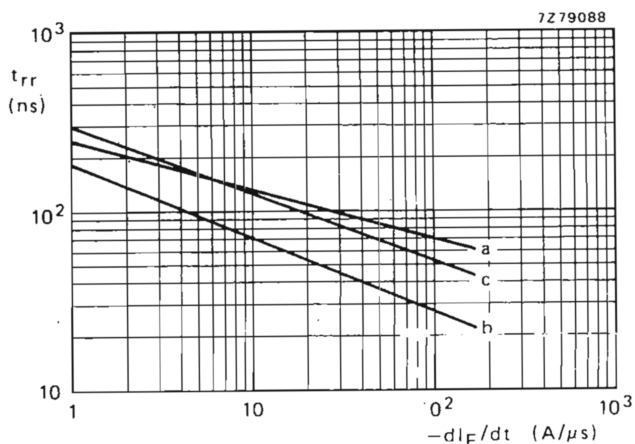


Fig. 5 - Tempo di ricupero inverso (t_{rr}) in funzione di $-dI_F/dt$: (a) in un diodo convenzionale a ricupero veloce; (b) in un diodo epitassiale a ricupero molto veloce; (c) in un diodo a barriera di Schottky.

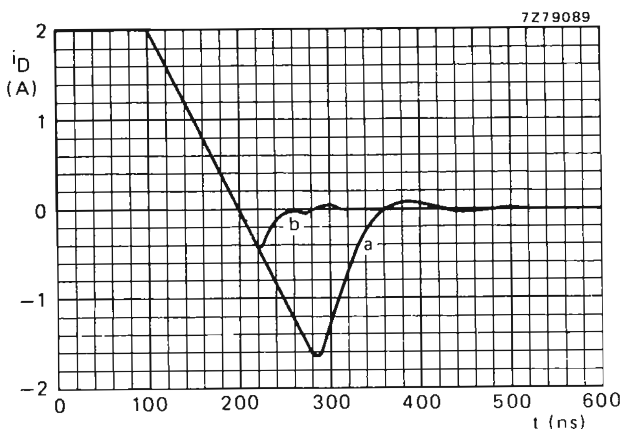


Fig. 6 - Corrente di ricupero inversa: (a) in un diodo convenzionale a ricupero veloce; (b) in un diodo epitassiale a ricupero molto veloce.

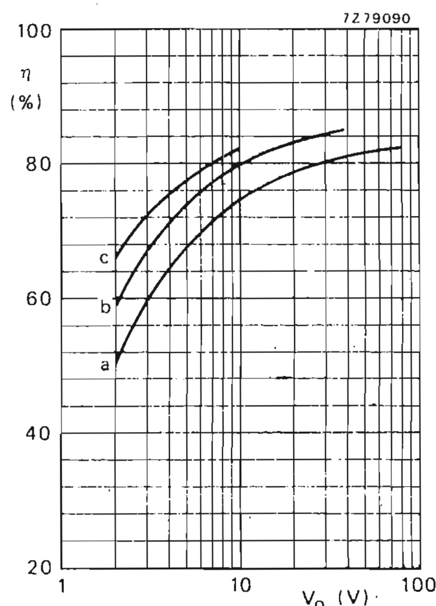


Fig. 7 - Rendimento (η) di un convertitore a conduzione (forward) in funzione della tensione d'uscita V_0: (a) con un diodo convenzionale a ricupero veloce; (b) con un diodo epitassiale a ricupero molto veloce; (c) con un diodo Schottky

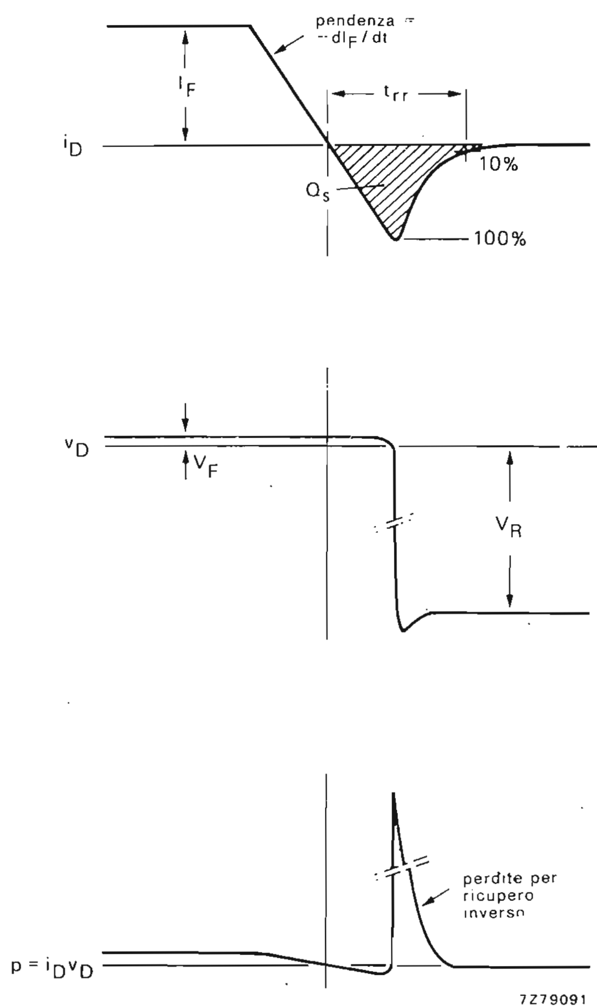


Fig. 8 - Forme d'onda caratteristiche che illustrano i parametri in gioco nel fenomeno di ricupero inverso di un diodo. t_{rr} = tempo di ricupero inverso; Q_S = carica immagazzinata; $-dI_F/dt$ = pendenza di estinzione della corrente diretta.

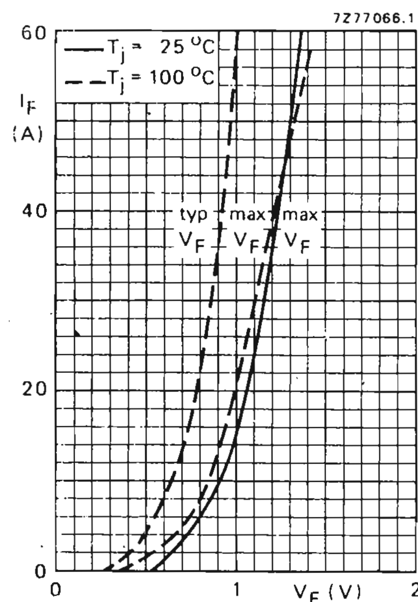


Fig. 9 - Caratteristica I_F/V_F del diodo BYW 30.

ad illustrare il significato fisico di parametri importanti quali:

— la velocità di estinzione della corrente diretta, regolata dalla derivata $-dI_F/dt$

— il tempo del ricupero inverso (t_{rr})

— l'entità delle cariche immagazzinate (Q_s).

Dalla fig. 8 si vede come il bloccaggio del diodo in senso inverso non può avvenire prima che la corrente inversa sia scesa a zero; a questo punto, la maggioranza dei portatori di cariche saranno già stati estratti dallo strato centrale ad opera della corrente inversa e quelli che rimangono scompariranno per ricombinazione e intrappolamento. La presenza della corrente inversa di ricupero durante l'applicazione della tensione inversa sarà pertanto responsabile della maggior parte delle perdite dovute appunto al fenomeno del ricupero inverso: tali perdite sono ben evidenziate dal picco del grafico in basso di fig. 8. Dal grafico appare inoltre evidente che questo tipo di perdite sarà tanto più ridotto quanto più piccole saranno le cariche immagazzinate (Q_s) e il tempo di ricupero inverso (t_{rr}).

Da quanto detto si può pertanto concludere che:

a) *i diodi convenzionali a ricupero veloce* hanno una tensione diretta V_F elevata (valore tipici 1,2 V), e ciò inciderà sul rendimento del diodo specialmente quando questo lavorerà con raddrizzatori a bassi valori di tensione di uscita.

b) *i diodi a barriera di Schottky* hanno la tensione diretta più bassa (valore tipico 0,5 V) ma non possono lavorare con tensioni più elevate di 10 V a causa della bassa tensione inversa ammissibile (massimo fino a 40 V).

c) *i diodi epitassiali a ricupero molto veloce* hanno una tensione diretta abbastanza bassa (valore tipico 0,8 V); posseggono inoltre bassi valori di Q_s e di t_{rr} e pertanto basse perdite di ricupero inverso; possono lavorare con tensioni dirette (d'uscita) fino a circa 30 V. *Questi diodi sono pertanto molto adatti ad essere impiegati negli alimentatori a commutazione.*

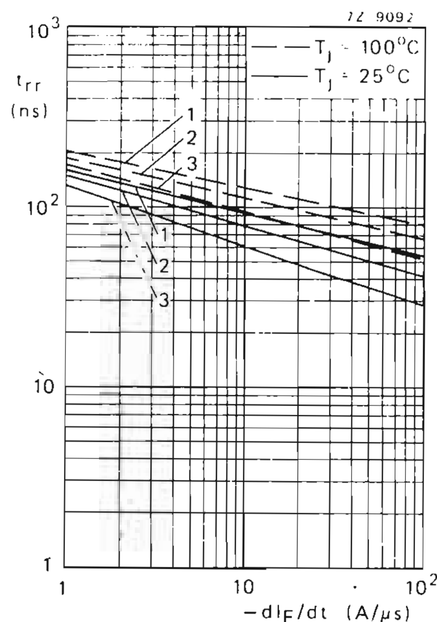


Fig. 10 - t_{rr} massimo in funzione di $-dI_F/dt$ nel BYW 29 e BYW 30. Curve 1: I_F = 10 A; curve 2: I_F = 5 A; curve 3: I_F = 1 A.

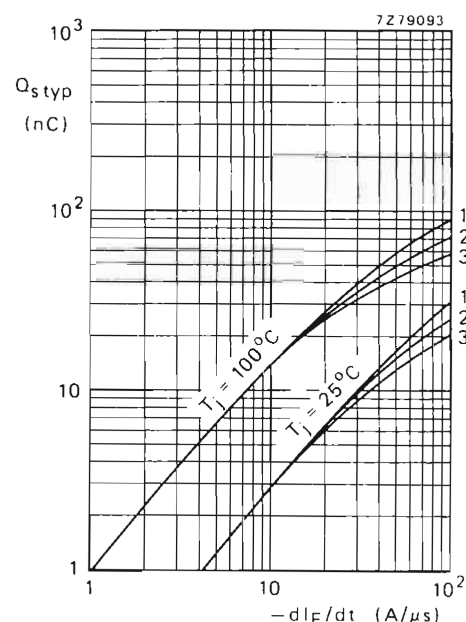


Fig. 11 - Q_s tipico in funzione di $-dI/dt$ nel BYW 30. Curve 1: I_F = 10 A; curve 2: I_F = 5 A; curve 3: I_F = 2 A.

4. - DATI TECNICI RIASSUNTIVI DEI DIODI EPITASSIALI A RICUPERO MOLTO VELOCE

Sono riportati nella tabella 1. Le figure dalla 9 alla 11 indicano l'andamento dei parametri più significativi.

Tabella 1 - DATI TECNICI PIU' SIGNIFICATIVI DEI DIODI EPITASSIALI A RICUPERO MOLTO VELOCE DA IMPIEGARE NEL CIRCUITO RADDRIZZATORE D'USCITA DEGLI ALIMENTATORI A COMMUTAZIONE.

Ogni diodo è disponibile nella versione da 50 V, 100 V e 150 V.

Valori massimi	**BYW 29**	**BYW 30**	**BYW 31**	**BYW 92**
Corrente diretta I_F (media) max di un segnale rettangolare con δ = 0,5 ($T_{base\ montaggio}$) T_{mb}	7,6 A (125°)	14 A (114°C)	28 A (119°C)	40 A (102°C)
$T_{j\ max}$	150 °C	150 °C	150 °C	150 °C
Resistenza termica				
$R_{th\ j\text{-}mb}$	2,7 °C/W	2,2 °C/W	1,0 °C/W	1,0 °C/W
$R_{th\ mbj\text{-}h}$ con silicone	0,3 °C/W	0,5 °C/W	0,3 °C/W	0,3 °C/W
$R_{th\ mbj\text{-}h}$ senza silicone	2,0 °C/W	0,6 °C/W	0,5 °C/W	0,5 °C/W
Caratteristiche				
Tensione diretta (V_F) a T_j = 100 °C (I_F)	<0,85V (5A)	<0,85V (10A)	<0,85V (20A)	<0,95 V(35A)
t_{rr}	<35 ns	<35 ns	<50 ns	<50 ns
Q_s	<15 nC	<15 nC	<20 nC	<20 nC
Contenitore	TO-220	DO-4	DO-4	DO-5

1) = perdite per commutazione trascurabili fino a 500 kHz.

Regole pratiche per il corretto impiego dei diodi a recupero molto veloce

Vengono esaminati in dettaglio le condizioni di lavoro dei diodi raddrizzatori e volano presenti nei circuiti d'uscita dei tre tipi di convertitori normalmente impiegati negli alimentatori a commutazione.

1. - INTRODUZIONE

In fig. 1 è illustrato con uno schema a blocchi il principio di funzionamento di un alimentatore a commutazione (SMPS). La tensione di rete (50 Hz) viene raddrizzata e spianata; successivamente trasformata in un'onda quadra (20 kHz ... 50 kHz) ad opera di un convertitore e successivamente applicata al primario di un trasformatore per alte frequenze con nucleo in ferrite al cui secondario essa viene di nuovo raddrizzata e spianata. Il livello di quest'ultima, che è poi la tensione continua stabilizzata richiesta, viene costantemente "tenuto sott'occhio" da un circuito di controllo che provvede a fornire una *tensione di correzione* tutte le volte che tale livello tende a discostarsi dal valore prefissato.

Questa tensione di correzione non fa altro che variare il *tempo di chiusura* del commutatore; in particolare, lo mantiene chiuso (on) per un tempo più lungo nel caso in cui la tensione di uscita avesse la tendenza a diminuire (maggiore assorbimento del carico), oppure per un tempo più breve nel caso detta tensione avesse la tendenza ad aumentare di valore (minore assorbimento del carico).

Inutile ricordare che il raddrizzatore che si trova all'ingresso dell'alimentatore a commutazione di figura 1 si rende necessario solo nel caso in cui sia disponibile la tensione di rete (50 Hz); esso non sarebbe necessario qualora la tensione continua fosse fornita da una batteria, o da altre sorgenti di tensione continua.

I tre tipi di commutatori o convertitori normalmente usati per trasformare la tensione continua raddrizzata in una tensione ad onda quadra sono: il tipo *a interdizione* (flyback), quello *a conduzione* (forward) e il tipo *in controfase* (push-pull).

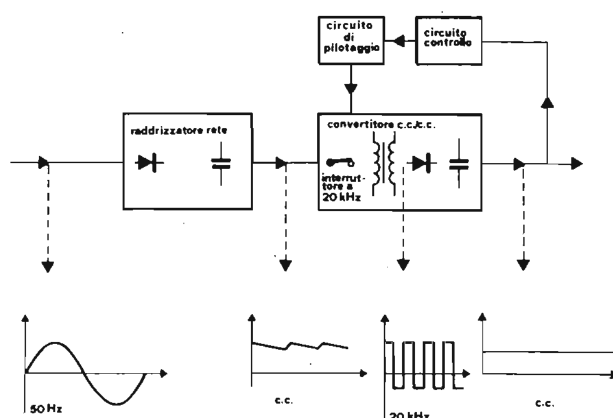


Fig. 1 - Schema a blocchi che indica il principio di funzionamento di un alimentatore a commutazione (SMPS).

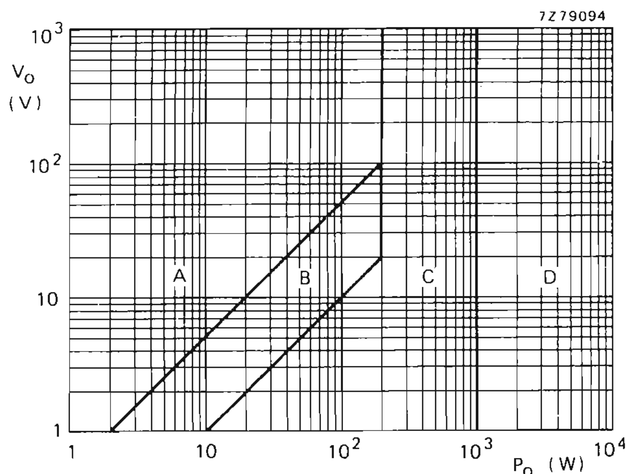


Fig. 2 - Grafico che indica il tipo di convertitore da impiegare a seconda della potenza d'uscita desiderata. A = convertitore a interdizione (flyback). B = convertitore a interdizione e a conduzione (forward). C = convertitore a conduzione e in controfase (push-pull). D = convertitore doppio a conduzione e in controfase.

La scelta di un tipo di convertitore piuttosto che un altro dipende dalla potenza richiesta dall'alimentatore stabilizzato (figura 2). Dal grafico si vede che esiste anche un convertitore a conduzione (forward) *doppio,* formato cioè da due convertitori in parallelo che entrano in funzione a fasi alterne così da raddoppiare la potenza fornibile al carico.

Prima di esaminare in dettaglio il funzionamento dei diodi raddrizzatori veloci del circuito d'uscita, e di evidenziare i vantaggi derivanti dall'impiego dei diodi raddrizzatori epitassiali *a recupero molto veloce,* non sarà fuori luogo riassumere brevemente il funzionamento di ciascuno dei tre tipi di convertitori impiegati normalmente in un alimentatore stabilizzato a commutazione.

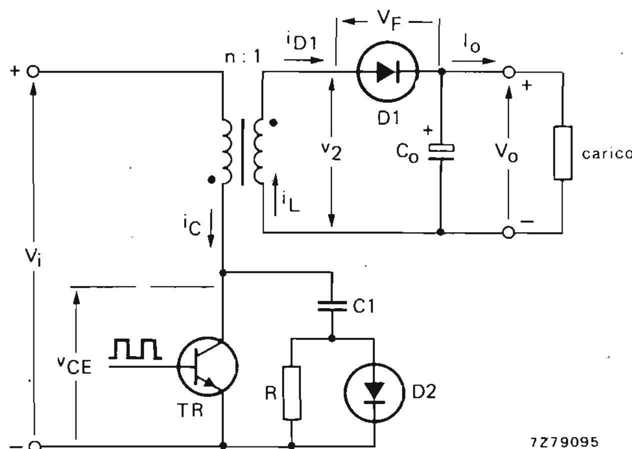


Fig. 3 - Schema di principio di un convertitore a conduzione (forward converter). C1RD2 è il circuito rallentatore.

2. - IL CONVERTITORE A INTERDIZIONE (FLYBACK CONVERTER)

Principio di funzionamento

La fig. 3 riporta lo schema base. Si tratta, come si vede, di un alimentatore *con isolamento dalla rete.* In fig. 4 si possono vedere le forme d'onda dei segnali presenti nei punti più importanti del circuito. Di questi segnali è indicata:

— la corrente di collettore (ni_C) circolante nel transistore-interruttore TR
— la corrente (I_{D1}) che attraversa il diodo d'uscita D1
— la corrente (i_L) che circola nel secondario del trasformatore
— la tensione (V_2) ai capi del secondario del trasformatore
— la tensione emettitore/collettore (V_{CE}) del transistore interruttore.

Il circuito di fig. 3 funziona nella seguente maniera. La parte *positiva* dell'onda quadra in base fa entrare in conduzione il transistore-interruttore TR. La corrente di collettore (i_C) circola nel primario del trasformatore. La polarità della tensione indotta da questa corrente nel secondario è tale per cui il diodo raddrizzatore D1 risulta polarizzato in senso inverso, e di conseguenza ,il circuito del secondario dovrà considerarsi aperto. L'energia sottratta alla sorgente in c.c. (V_i) rimarrà pertanto immagazzinata nel trasformatore sotto forma di energia magnetica.

Alla parte positiva dell'onda quadra applicata alla base segue però, nel tempo, la parte *negativa* che bloccherà la conduzione del transistore-interruttore TR, e di conseguenza, l'interruzione della corrente nel primario produrrà l'inversione della tensione ai capi del medesimo (questa tensione con polarità invertita tende infatti a mantenere la corrente nel primario). Si inverte però anche la tensione ai capi del secondario per cui, a questo punto, entrerà in conduzione il diodo raddrizzatore D1.

Conclusione: al carico verrà fornita tutta o parte dell'energia immagazzinata nel trasformatore solo durante il tempo in cui il transistore-interruttore si trova bloccato, e cioè durante l'onda negativa o di ritorno (flyback). Da qui il nome di convertitore a interdizione o flyback. Il condensatore C_0 ha il compito di livellare gli impulsi di corrente lasciati passare dal diodo D1.

Il circuito C1RD2 è un *circuito rallentatore;* il suo compito è quello di far si che tra emettitore e collettore si ristabilisca la tensione V_{CEO} solo dopo che il transistore ha cessato di condurre; ciò per non aumentare la dissipazione nel transistore.

La *stabilizzazione* della tensione d'uscita (V_0) dell'alimentatore può essere ottenuta in tre modi diversi:

a) mediante variazione del *tempo di conduzione* del transistore - interruttore (la frequenza del segnale rimane costante)
b) mediante variazione della *frequenza del segnale rettangolare* applicato alla base del transistore-interruttore (il tempo di conduzione rimane costante)
c) mediante variazione contemporanea del *tempo di conduzione e della frequenza.*

Il circuito del convertitore a interdizione è semplice. Ha l'inconveniente di avere nel circuito d'uscita una elevata ondulazione di corrente dovuta al fatto che il diodo raddrizzatore D1 conduce solo durante una frazione del ciclo (o periodo) del segnale-pilota. Ha inoltre

l'inconveniente di avere dei forti *transitori di commutazione* dato che la corrente indotta commutata risulta in questo caso uguale alla corrente circolante nel carico: fenomeno questo che non si verifica, come vedremo, nel convertitore a conduzione (forward converter) nel quale la corrente indotta commutata è rappresentata dalla sola *corrente di magnetizzazione del trasformatore,* che in pratica costituisce solo una frazione della corrente assorbita dal carico.

C'è infine da segnalare i due modi di funzionamento di questo convertitore, e cioè:

1) quello a corrente del trasformatore *non interrotta* (figura 4a)

2) quello a corrente *interrotta.*

Le forme d'onda triangolari di fig. 4b illustrano invece il caso intermedio (sistema di funzionamento a "ringing choke").

Facciamo infine presente che il "trasformatore' di cui abbiamo parlato fino a questo punto non funziona esattamente come un normale trasformatore, in quanto, in realtà, le correnti rispettivamente del primario e del secondario scorrono *alternativamente* e non in continuità; in questo particolare *"trasformatore"* (chiamato pertanto choke) si ha infatti *accumulo* di energia durante la prima parte del ciclo e *scarica* della medesima nel carico durante la rimanente parte del medesimo.

Picco di corrente nel diodo raddrizzatore

Nel diodo raddrizzatore d'uscita, il picco massimo della corrente raddrizzata (I_{FM}) (nel caso di circolazione ininterrotta di corrente nel "trasformatore") è dato da:

$$I_{FM} = \frac{2I_0}{1 - \delta_{max}} - I_{L\,min} \qquad (1)$$

nella quale

δ_{max} = massimo *fattore di utilizzazione* del transistore. (Si ricordi che il fattore di utilizzazione δ è definito dal rapporto *tempo di conduzione del transistore / durata complessiva del ciclo di commutazione* e cioè tempo di conduzione + tempo di bloccaggio).

I_0 = corrente d'uscita del raddrizzatore.

Dalla (1) si vede che, per il caso intermedio, (e cioè $I_{L\,min} = 0$, $\delta_{max} = 0{,}6$), la corrente di picco del diodo diventa *5 volte* più grande della corrente d'uscita.

$$\text{Infatti } I_{FM} = \frac{2I_0}{1-0{,}6} - 0 = \frac{2I_0}{0{,}4} = \frac{20I_0}{4} = 5I_0$$

Dato questo elevato valore di corrente è evidente che, se si vogliono tenere basse le perdite nel diodo,

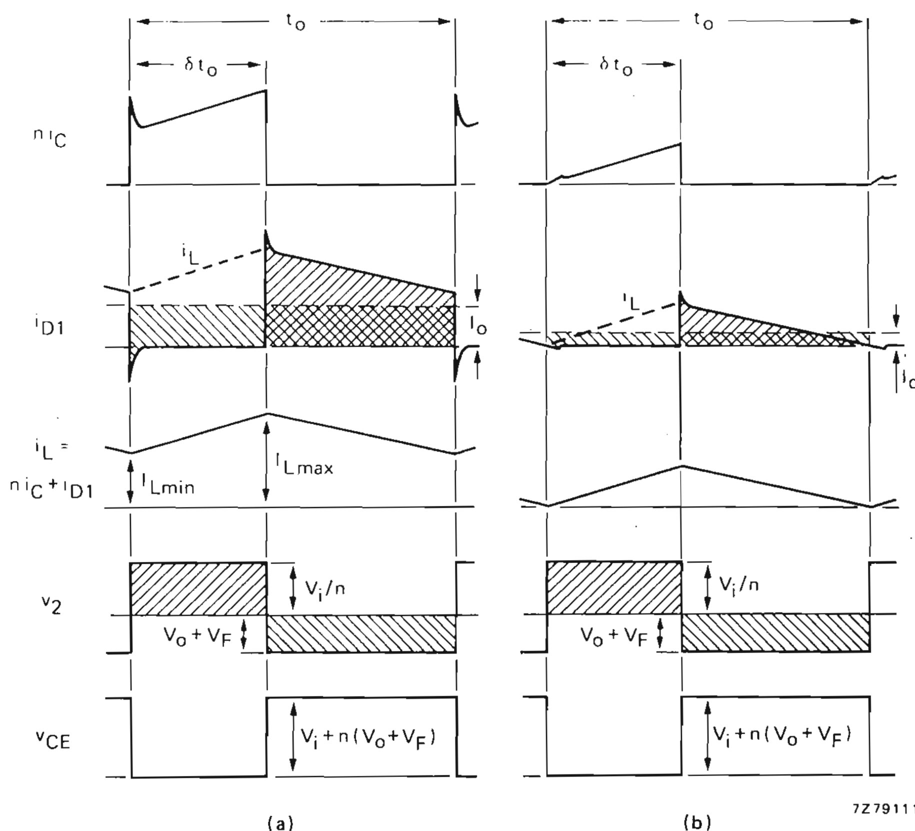


Fig. 4 - Forme d'onda caratteristiche del convertitore a interdizione. (a) nel caso di corrente non interrotta nel trasformatore; (b) caso limite. i_L = corrente "riflessa" sul secondario. t_0 = periodo della commutazione. δ = fattore di utilizzazione del transistore. Per semplicità non sono stati indicati gli intervalli di commutazione. Il valore medio della corrente del diodo (i_{D1}) è uguale alla corrente di uscita (I_0) (ciò è indicato dalle aree in differente tratteggio le quali sono uguali). Il prodotto volt al secondario (V_2) —secondo per ciclo di commutazione è zero (infatti, le aree di V_2 sono uguali).

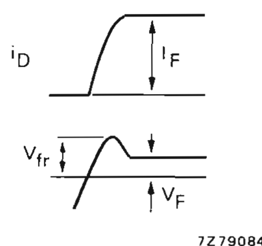


Fig. 5 - Indica il significato fisico del fenomeno del ricupero diretto in un diodo. V_{fr} = tensione diretta di ricupero.

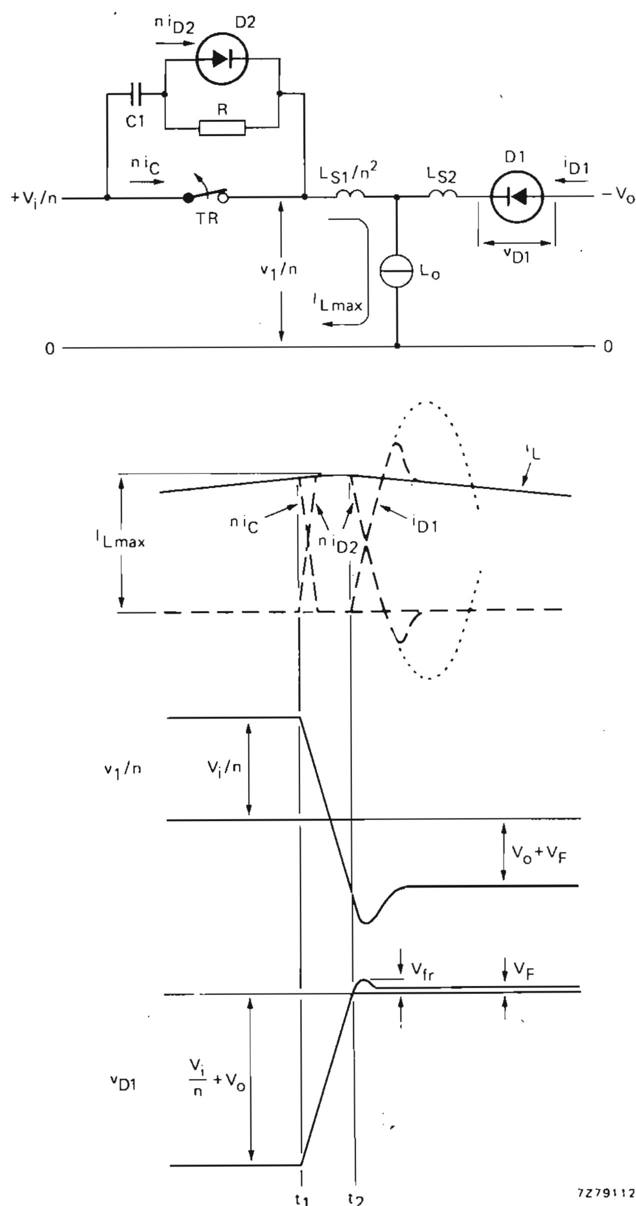


Fig. 6 - Commutazione di corrente dal transistore-interruttore TR al diodo di protezione D2 (con inizio dall'istante t1) e dal diodo D2 al diodo d'uscita D1 (con inizio dall'istante t2). Si noti la comparsa della tensione di ricupero diretto V_{fr} e il fenomeno di risonanza (curve in tratteggio).

occorrerà che la caduta della tensione diretta ai suoi capi sia la più piccola possibile.

Solo i diodi epitassiali a recupero molto veloce hanno questa caratteristica; da qui l'opportunità di impiegarli in questo circuito.

Il convertitore a interdizione (flyback converter), dato l'elevato rapporto picco di corrente nel diodo/corrente d'uscita, non potrà pertanto essere usato per correnti d'uscita superiori a 5 A nel qual caso potrà essere impiegato il diodo *BYW 29.*

Picco di ricupero in senso diretto

Quando un diodo viene portato in conduzione mediante applicazione di una tensione in senso diretto si riscontra che l'entrata in conduzione non avviene *istantaneamente* ma dopo un certo tempo, il tempo cioè che occorre per riempire di portatori di cariche lo strato centrale. Questo fenomeno è noto come *ricupero in senso diretto.*

Ciò dà luogo ad un temporaneo incremento della tensione diretta rispetto al valore di regime V_F (fig. 5). L'entità di tale incremento (V_{fr}) dipenderà ovviamente dalla velocità con cui la corrente diretta del diodo (I_F) si porterà nella condizione di regime.

In fig. 6 è illustrato graficamente il "passaggio" della corrente dal circuito del transistore-interruttore TR al diodo del circuito d'uscita D1: sono le cosiddette "due fasi di commutazione" della corrente del convertitore. In particolare, quando il transistore TR viene "aperto" in corrispondenza dell'istante t_1, la sua corrente di collettore verrà continuata dal diodo rallentatore D2. Contemporaneamente succede però che la tensione sul primario inizierà a decrescere fino ad assumere una polarità inversa (come risulta dalla forma d'onda $V1/\eta$ in fig. 6), per cui il diodo d'uscita D1 potrà ora iniziare a condurre (istante t2). A questo punto, avviene il trasferimento di corrente da D2 a D1 che completa le due fasi di commutazione della corrente di cui abbiamo parlato poc'anzi. A questo trasferimento di corrente è connesso un fenomeno di risonanza che ha luogo tra la capacità C1 del circuito rallentatore e l'induttanza dispersa del trasformatore.

Ovviamente, *il picco* della tensione di ricupero diretta (V_{fr}) concorrerà ad aumentare le perdite proprie del diodo e produrrà inoltre picchi di tensione negativa nella tensione d'uscita con il risultato di aumentare l'ondulazione residua (ripple) nella tensione d'uscita.

Abbiamo visto che l'entità del picco di ricupero inverso dipende dalla ripidità di aumento della corrente la quale, a sua volta, dipenderà in definitiva dal dimensionamento dell'alimentatore.

Conclusione: per mantenere basse le perdite nel diodo occorrerà poter disporre di diodi d'uscita con picco di ricupero estremamente basso. Caratteristica questa posseduta, come già detto, dai diodi epitassiali a ricupero molto veloce. Infatti, quando in questi diodi si instaura una corrente di 10 A alla velocità di 10 Aμs, il picco di ricupero V_{fr} assume la dimensione tipica di 1 V.

Picco di ricupero in senso inverso

La corrente cesserà di fluire nel diodo D1 d'uscita non appena il transistore - interruttore TR inizierà a condurre. Se la corrente che scorre nel diodo ha forma *triangolare* (fig. 4b), essa diminuirà così lentamente

che quando avrà raggiunto lo zero, quasi tutta la carica immagazzinata sarà già scomparsa da un pezzo. Conseguenza: il fenomeno del ricupero inverso sarà appena apprezzabile.

Le cose andranno diversamente qualora nel diodo scorra una corrente con andamento *trapezoidale* di fig. 4a. In questo caso infatti la corrente continuerà a scorrere nel diodo anche quando il transistore-interruttore ricomincerà a condurre: in particolare avremo una repentina inversione di corrente che, a sua volta, produrrà un'elevata corrente inversa di ricupero. Si osservi la fig. 7. Appena questa corrente inversa di ricupero si esaurirà, il diodo verrà polarizzato in senso inverso (e cioè si bloccherà) dalla tensione, a sua volta invertita, presente ai capi del trasformatore. Siccome però l'induttanza dispersa di quest'ultimo tenderà a mantenere in vita la corrente di ricupero inversa, avremo formazione di transitori di tensione (ringing), i quali si sommeranno alla tensione inversa.

La velocità di *estinzione* della corrente nel diodo d'uscita D1 corrisponde a *n* volte la *velocità di aumento* della corrente di collettore; *n*, come al solito, corrispondendo al rapporto spire tra primario e secondario.

A sua volta, la velocità di incremento della corrente di collettore dipenderà dal particolare pilotaggio di base e dall'induttanza dispersa del trasformatore.

Pertanto, se il trasformatore avrà una bassa induttanza dispersa, e se verrà applicato alla base un segnale di pilotaggio corretto — e cioè una corrente di base che corrisponda a 0,1 ÷ 0,2 volte la corrente di collettore —, la velocità di incremento della corrente di collettore avrà valori compresi tra 2 A/µs e 20 A/µs.

Il picco della corrente di ricupero inverso e la carica immagazzinata saranno di notevole entità a causa dell'elevata velocità di estinzione della corrente. Questa situazione dà luogo a tre effetti:

1) avremo un marcato fenomeno di sovraoscillazione (ringing), come già detto.
2) le perdite per ricupero inverso saranno elevate
3) la corrente di ricupero inverso verrà "riflessa" nella corrente di collettore del transistore - interruttore (naturalmente quando quest'ultimo si trova in conduzione) provocando in questo modo un picco momentaneo di corrente, e di conseguenza, anche un aumento di dissipazione nel medesimo. (Si tenga presente in proposito che questo picco di corrente potrebbe incidentalmente fare entrare in funzione il circuito contro le sovracorrenti di cui è munito qualsiasi alimentatore stabilizzato a commutazione).

L'ovvia conclusione di quanto si è detto sopra è che per avere basse perdite di ricupero inverso occorrerà poter disporre di diodi aventi *correnti di ricupero inverso* e *cariche immagazzinate* di valore trascurabile così da minimizzare il picco di corrente nel transistore-interruttore, e di conseguenza le perdite nel medesimo, e non ultimo per importanza, la sovraoscillazione ringing.

Gli unici diodi raddrizzatori capaci di soddisfare a queste esigenze, sono ancora una volta, i diodi epitassiali a ricupero molto veloce.

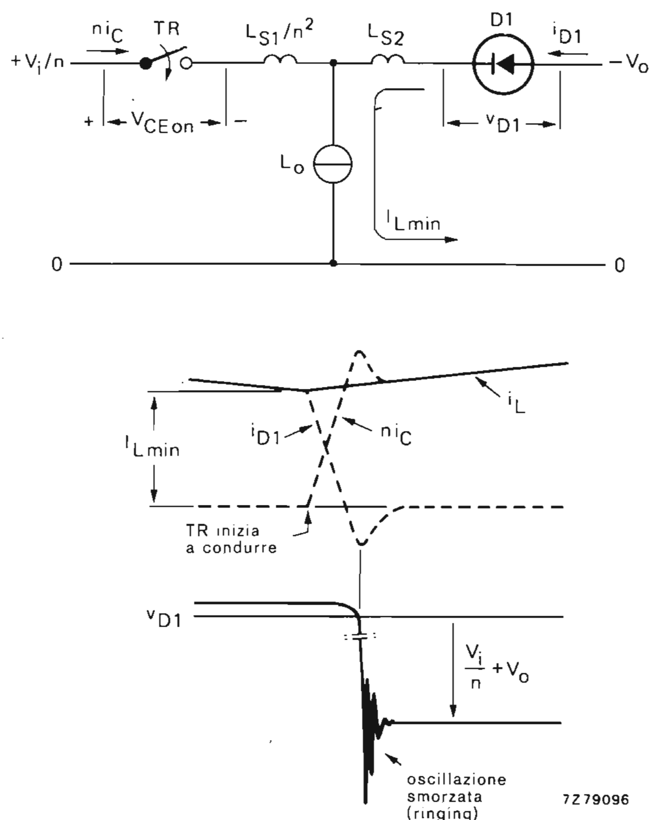


Fig. 7 - Commutazione di corrente dal diodo d'uscita D1 al transistore-interruttore TR. $V_{CE\ on}$ è la caduta di tensione tra collettore ed emettitore del transistore - interruttore quando questi si trova in conduzione.

Soppressione dei transitori dovuti al fenomeno del recupero inverso

In fig. 8 è riportato il circuito per la soppressione dei transitori prodotti dal ricupero inverso. I valori possono essere ricavati dalle seguenti formule:

$$R \leqslant \frac{V_{RRM\ max}}{I_{rr\ picco}} \qquad (2)$$

$$C \geqslant L_{commut} \times I^2_{rr\ picco} \ / \ V^2_{RRM\ max}$$

nelle quali

$I_{rr\ picco}$ = picco di corrente di ricupero inverso

$V_{RRM\ max}$ = picco della tensione inversa ripetitiva applicata al diodo

L_{commut} = induttanza di commutazione (e cioè induttanza dispersa del trasformatore e del cablaggio).

Siccome il valore del picco di corrente e quello dell'induttanza di commutazione non possono essere cono-

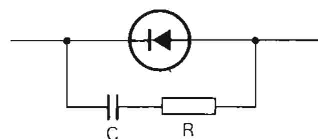


Fig. 8 - Circuito per la soppressione dei transitori.

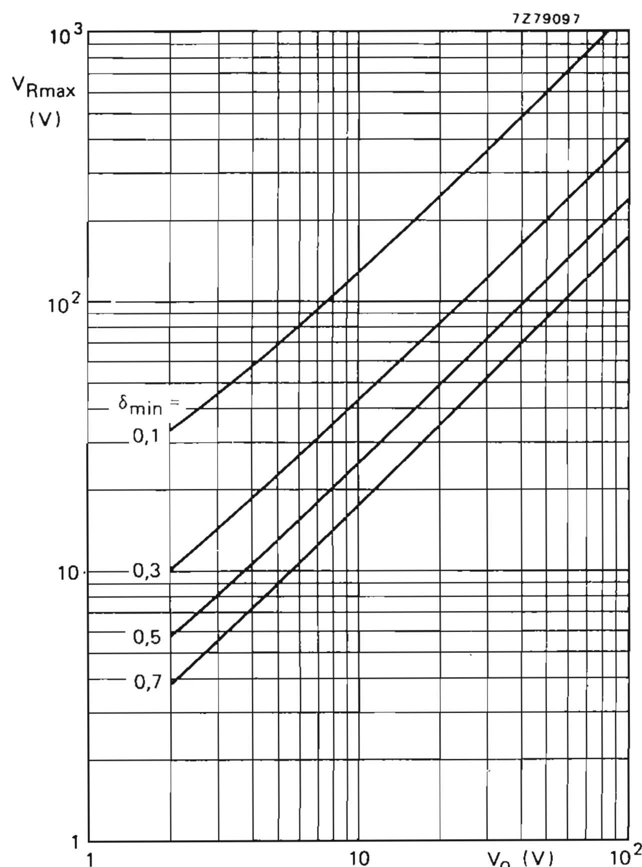


Fig. 9 - Massima tensione inversa $V_{R\,max}$ ai capi di un diodo raddrizzatore epitassiale a recupero molto veloce in funzione della tensione d'uscita V_0 in un convertitore del tipo a interdizione; come parametro si è preso il minimo fattore di utilizzazione del transistore (δ_{min}) e il funzionamento del convertitore è quello con corrente non interrotta nel trasformatore (induttore). I grafici tengono conto di un margine di sicurezza del 20% per compensare il fenomeno della sovraoscillazione, delle perdite del convertitore e di una incorretta regolazione della tensione d'uscita.

sciuti con esattezza, il valore di R e di C di fig. 8 dovrà essere calcolato circuito per circuito. Pertanto, occorrerà innanzitutto misurare il picco di corrente e calcolare la resistenza R ricorrendo alla formula (2); indi assegnare al condensatore un valore basso tale da soddisfare la seconda formula. Se infatti si desse al condensatore un valore molto elevato, risulterebbero parimente elevate anche le perdite nel circuito soppressore di fig. 8; e ciò a causa dell'elevata energia $1/2\ CV^2$ dissipata nel resistore R.

Tensione inversa

La tensione inversa (V_R) ai capi del diodo d'uscita è data dalla somma della tensione ai capi del secondario del trasformatore (v1/n) e dalla tensione di uscita (V_0). Ciò risulta dalla forma d'onda di v_{D1} riportata nelle figure 6 e 7. Il massimo valore della tensione inversa applicata al diodo (e cioè, $V_{R\,max}$) viene raggiunto quando il convertitore lavora con il fattore di utilizzazione più basso (e cioè δ_{min}).

Il valore della massima tensione inversa, valevole quando il convertitore lavora con una corrente non interrotta nel trasformatore, trascurando il fenomeno del ringing, è dato dall'espressione:

$$V_{R\,max} = \frac{V_0 + (1 - \delta_{min})\,V_{perdite}}{\delta_{min}} + V_F \left(\frac{1 - \delta_{min}}{\delta_{min}} \right) \quad (3)$$

nella quale

V_0 = tensione continua d'uscita dell'alimentatore

V_F = tensione diretta del diodo (con valore di 0,8 V per un diodo epitassiale a ricupero molto veloce)

$V_{perdite}$ = perdite di tensione dovute all'energia dissipata nel convertitore.

Il fattore di utilizzazione (δ) raggiunge il suo valore *più basso* quando la tensione continua d'ingresso del convertitore raggiunge il valore *più elevato* (fig. 9). Quando nel trasformatore circola una corrente a impulsi, la tensione inversa localizzata ai capi del diodo potrà assumere valori ben più elevati di quelli specificati dall'equazione (3). In questo caso non sarà possibile fornire un grafico per il calcolo della tensione inversa a causa dei molti parametri in gioco (e cioè corrente e tensione d'uscita, frequenza di lavoro del convertitore, minimo fattore di utilizzazione, induttanza e rapporto spire del trasformatore).

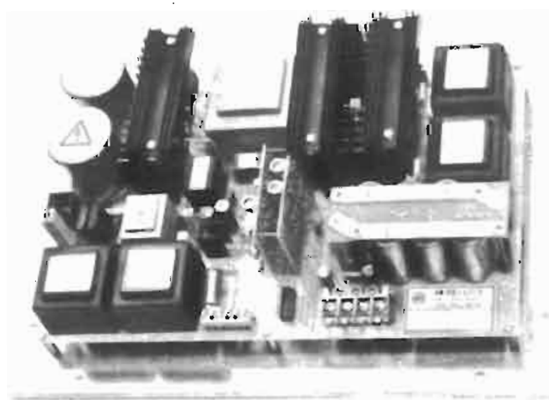


Fig. 9a - Esempio di alimentatore stabilizzato a commutazione. Tensione d'ingresso: 187... 264 Veff. Tensione d'uscita: 12/24 V ± 3%. Corrente d'uscita: 0.. 20 A / 0.. 10 A. Resistenza interna: 5 / 20 mΩ.

3. - CONVERTITORE A CONDUZIONE (FORWARD CONVERTER)

Principio di funzionamento

Questi convertitori si chiamano a conduzione (forward) in quanto, a differenza dei tipi ad interdizione (flyback), il diodo raddrizzatore d'uscita entra in conduzione quando entra in conduzione il transistore-interruttore. In fig. 10 è riportato lo schema di principio di un convertitore a conduzione (o forward). Nella fig. 11 si possono vedere le forme d'onda prese nei punti-chiave del convertitore. Il funzionamento del circuito è il seguente.

Trascurando l'induttanza dispersa del circuito di uscita (principalmente dovuta al cablaggio), dalle curve risulta chiaramente che durante i tempi di commutazione del sistema, la tensione ai capi del secondario del trasformatore si annulla in quanto durante questo intervallo sia D1 che D2 si trovano *contemporaneamente* in conduzione.

Corrente di picco nel diodo

Dalla curva che indica l'andamento della corrente nel carico (i_L) appare evidente che nel convertitore a

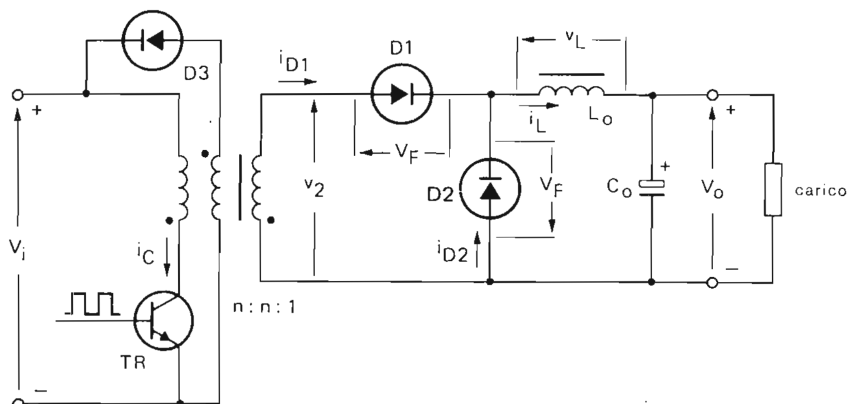


Fig. 10 - Schema di principio di un convertitore a conduzione (forward converter). Non è stato indicato il circuito rallentatore.

Quando il transistore-interruttore TR conduce anche il diodo raddrizzatore d'uscita D1 conduce, e di conseguenza avremo immagazzinamento di energia nell'induttore (choke) L_o, e anche nel carico: nell'induttore la corrente tende ad aumentare (vedi forma d'onda della i_L). Quando, successivamente il transistore-interruttore viene bloccato, la tensione ai capi del secondario del trasformatore inverte la sua polarità (allo scopo di mantenere in vita la corrente di magnetizzazione), e pertanto ai capi del diodo d'uscita D1 verrà applicata una tensione inversa. A questo punto, l'energia accumulatasi nell'induttore L_o produrrà una tensione che farà entrare in conduzione il diodo-volano D2, e di conseguenza nel carico avremo circolazione di corrente; (la corrente i_L nel carico tende però a diminuire).

Qual'è il compito del diodo D3? E' quello di mantenere una certa corrente di magnetizzazione durante il tempo in cui il transistore-interruttore risulta bloccato, immettendo in questa maniera una certa energia nella sorgente continua d'ingresso e consentendo quindi al nucleo del trasformatore di smagnetizzarsi. Anche in questo convertitore, come per il convertitore ad interdizione, può succedere che nei diodi D1, D2 scorra una corrente a forma *triangolare*.

Osservando più da vicino le forme d'onda di fig. 11, notiamo i fronti ripidi assunti dalle correnti circolanti nei diodi D1 e D2 all'inizio e al termine della loro entrata in conduzione. Questi fronti ripidi coincidono con *i tempi di commutazione* dei diodi medesimi; più precisamente quando la corrente passa da D2 a D1 all'atto della "chiusura" del transistore - interruttore TR, e analogamente da D1 a D2 quando il transistore-interruttore "viene aperto".

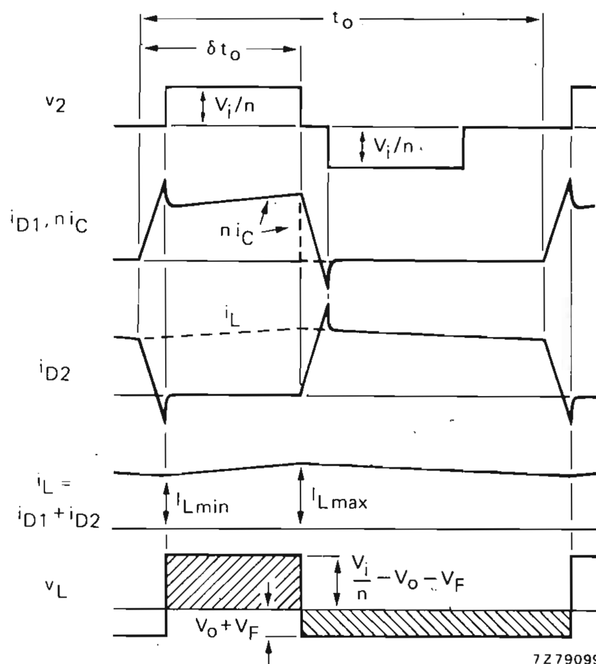


Fig. 11 - Forme d'onda che illustrano il funzionamento del convertitore a conduzione. Il caso vale per una corrente non interrotta nell'induttore L_o. In questo caso, a differenza di fig. 4, sono stati indicate anche le forme d'onda delle correnti dei diodi durante gli intervalli di commutazione. Il prodotto volt × secondi in L_o per ogni ciclo di commutazione (indicato nel grafico V_L con aree in tratteggio) dà sempre zero. La forma d'onda della tensione ai capi dell'induttore (e cioè v_L) è tale in quanto non è stato tenuto conto dell'induttanza dispersa del circuito d'uscita.

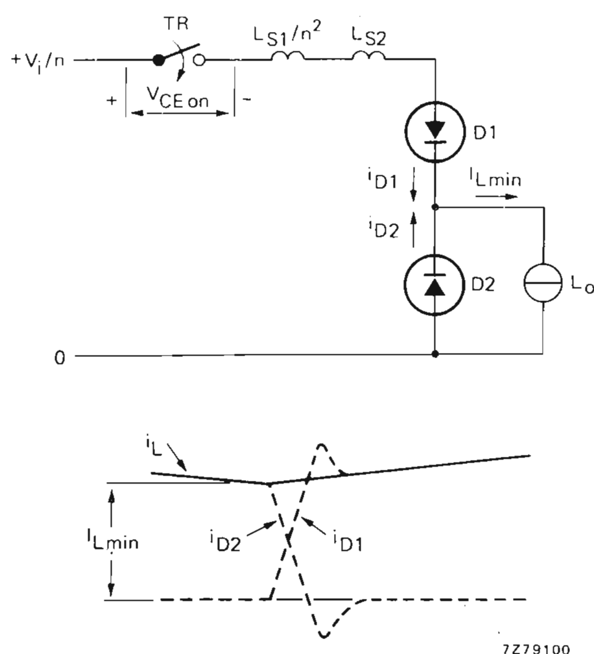
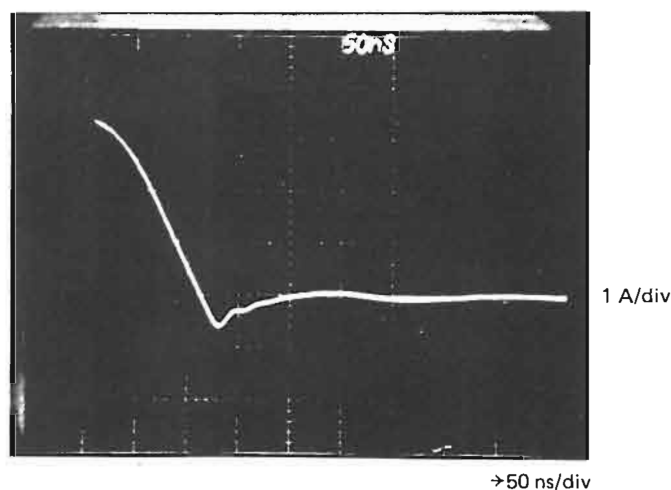
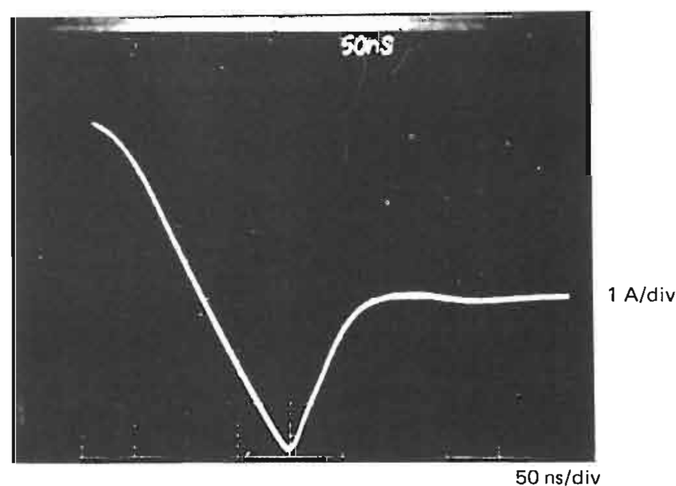


Fig. 12 - Trasferimento (commutazione) della corrente dal diodo-volano D2 al diodo raddrizzatore D1 (entrata in conduzione del transistore-interruttore). $V_{CE\,on}$ è la tensione collettore-emettitore durante il tempo in cui il transistore-interruttore si trova in conduzione.



(a)



(b)

conduzione (forward) abbiamo circolazione di corrente nel carico sia durante il tempo in cui il transistore-interruttore conduce sia quando esso risulta bloccato. Ciò fa si che il rapporto tra il picco di corrente e la corrente continuativa d'uscita sia inferiore al corrispondente rapporto riscontrato nel convertitore a interdizione (flyback). Quantitativamente, il valore del picco di corrente che ha luogo nel diodo raddrizzatore D1 e nel diodo-volano D2 è dato, per il caso di circolazione non interrotta della corrente, dall'espressione:

$$I_{FM} = 2I_o - I_{L\,min} \quad (4)$$

Nel caso in cui $I_{L\,min} = 0$ (corrente a forma di triangolo), la corrente di picco dei diodi non dovrebbe essere superiore a due volte la corrente d'uscita ($2I_o$).

Il ricupero inverso nel diodo-volano

Osservando il secondo e il terzo grafico di fig. 11, si vede che quando cessa di condurre il diodo-volano (D2), entrano *contemporaneamente* in conduzione il transistore-interruttore TR e il diodo-raddrizzatore D1: in altre parole possiamo dire che il passaggio (o commutazione) della corrente da D2 a D1 (fig. 12) ha lugoo quando il transistore-interruttore "si chiude". Nel caso di circolazione non interrotta di corrente nell'induttore L_o, (com'è appunto quello riportato in fig.11), si vede che la corrente in D2 decresce in maniera molto *rapida* dando luogo ad una corrente di ricupero inverso di notevole entità, e di conseguenza producendo un forte picco di corrente sia nel transistore-interruttore TR che nel diodo raddrizzatore D1. Nel transistore, questo picco di corrente di collettore che ha luogo al momento della sua "chiusura" (e cioè quando la corrente passa da D2 a D1 figure 11 e 12) è in genere più elevato della corrente di collettore alla fine del periodo di conduzione del transistore. (Vedi grafico i_{D1} nic in fig. 11). E' evidente che questo picco di corrente di collettore che ha luogo all'atto dell'entrata in conduzione del transistore-interruttore farà aumentare la dissipazione di commutazione del transistore; questa situazione viene ulteriormente aggravata dal fatto che anche la tensione collettore-emettitore (V_{CE}) può assumere un valore più elevato all'atto della commutazione ($V_{CE\,on}$ in fig. 12). Il picco di corrente di collettore rende inoltre più critica l'entrata in funzione del circuito di protezione contro la sovracorrente di cui è munito l'alimentatore; tale circuito, ovviamente, non deve " rispondere " a questi picchi.

Il problema, come si vede, è complesso e può essere risolto solo impiegando diodi aventi un ricupero molto veloce. Anche in questo caso la soluzione ottimale è l'impiego di *diodi epitassiali a ricupero molto veloce.* Lo dimostrano gli oscillogrammi riportati in fig. 13, nella quale, in alto (a) si può vedere il picco della corrente di ricupero inverso di un diodo *epitassiale* molto veloce, e in basso, (b) il corrispondente picco dato da un diodo *convenzionale* veloce.

Conclusione: i diodi epitassiali a recupero molto veloce riducono il picco di corrente di collettore nel transistore - interruttore; riducono di conseguenza le perdite durante il tempo di commutazione e rendono più semplice il circuito di protezione del transistore medesimo.

Fig. 13 - Ricupero inverso: (a) in un diodo epitassiale a ricupero molto veloce; (b)in un diodo convenzionale a ricupero veloce.

Fig. 14 - *Trasferimento (commutazione) della corrente dal diodo raddrizzatore D1 al diodo volano D2 (transistore-interruttore bloccato). Si noti che D1 deve effettuare il ricupero tramite il diodo di smagnetizzazione D3 (vedi la forma d'onda* ni_{D3}*).*

Soppressione dei transitori prodotti dal ricupero inverso

I circuiti per la soppressione di questi transitori sono indicati in fig. 15. Si tratta di reti RC da collegare in parallelo ai diodi d'uscita dell'alimentatore. I valori di R e C possono essere calcolati in base alla seguente formula:

$$R \leqslant \frac{V_{RRM\ max}}{I_{rr\ picco}} \tag{5}$$

$$C \geqslant L_{commut} \times I^2_{rr\ picco} \ / \ V^2_{RRM\ max}$$

Fig. 15 - *Circuito per la soppressione dei transitori; (a) circuiti soppressori separati; (b) circuito soppressore comune ai due diodi nel caso quest'ultimi vengano montati vicini.*

Il ricupero inverso nel diodo raddrizzatore

Quando il transistore-interruttore viene "aperto", la corrente di collettore si riduce velocemente a zero e dovrà pertanto essere mantenuta dal diodo smagnetizzatore D3; questo si può vedere chiaramente osservando la forma d'onda della fig. 14. Contemporaneamente avviene (l'abbiamo già visto) che il diodo raddrizzatore D1 cessi di condurre, e entri invece in conduzione il diodo volano D2, ed inoltre che nel diodo D1 si abbia una corrente di ricupero *inverso concomitante* ad una corrente di ricupero *diretto* del diodo smagnetizzatore D3 (curva niD3 di fig. 14).

Siccome la corrente di ricupero inverso di un diodo epitassiale molto veloce è, come più volte ricordato, di basso valore, il diodo smagnetizzatore D3 non potrà essere portato in una situazione vicina all'interdizione; ciò potrebbe infatti "amputare" la corrente di ricupero inverso, e di conseguenza prolungare più del previsto il tempo di ricupero inverso. Al contrario del caso precedente, (e cioè ricupero inverso del diodo volano), quì, il circuito di commutazione è formato soltanto dall'induttanza dispersa del secondario L_{s2}.

Tensione inversa

La tensione inversa presente ai capi di ciascun diodo d'uscita è data dalla differenza tra la tensione presente agli estremi del secondario del trasformatore e la tensione diretta (V_F) che si forma ai capi del diodo che si trova in conduzione. Il massimo valore della tensione inversa $V_{R\ max}$, si ha quando il transistore-interruttore lavora con il fattore di utilizzazione al minimo (e cioè δ_{min}).

Nel caso il convertitore lavori con una *corrente non interrotta* nell'induttore L_o, trascurando il fenomeno della oscillazione smorzata (ringing), il valore della tensione inversa massima corrisponderà a:

$$V_{R\ max} = \frac{V_o + V_{perdite}}{\delta_{min}} + V_F \left(\frac{1 - \delta_{min}}{\delta_{min}} \right) \tag{6}$$

nella quale

$V_{perdite}$ = diminuzione della tensione d'ingresso dovuta alle componenti resistive del circuito del convertitore; il significato degli altri simboli è già noto.

In figura 16 si può vedere l'andamento della tensione inversa massima in funzione della tensione di uscita (V_o). In didascalia sono state indicate le condizioni con le quali tale curva è stata tracciata.

Nel caso il convertitore lavori con una corrente *interrotta* nell'induttore di uscita (L_o), l'equazione (6), che fissa il valore della massima tensione inversa ($V_{R\,max}$), diventerebbe un po' più complessa in quanto in questo caso il valore di $V_{R\,max}$ dipenderebbe dalla tensione d'uscita, dalla resistenza di carico, dalla frequenza di lavoro del convertitore, dal minimo valore del fattore di utilizzazione, dall'induttanza di L_o ed infine dal rapporto spire del trasformatore.



Fig. 15a - Esempio di alimentatore stabilizzato a commutazione. Tensione d'ingresso: 170... 264 Veff. Tensione di uscita: 5 V ± 3%. Corrente d'uscita: 2... 10 A. Resistenza interna: 4 mΩ. Particolarmente studiato per apparecchiature digitali.

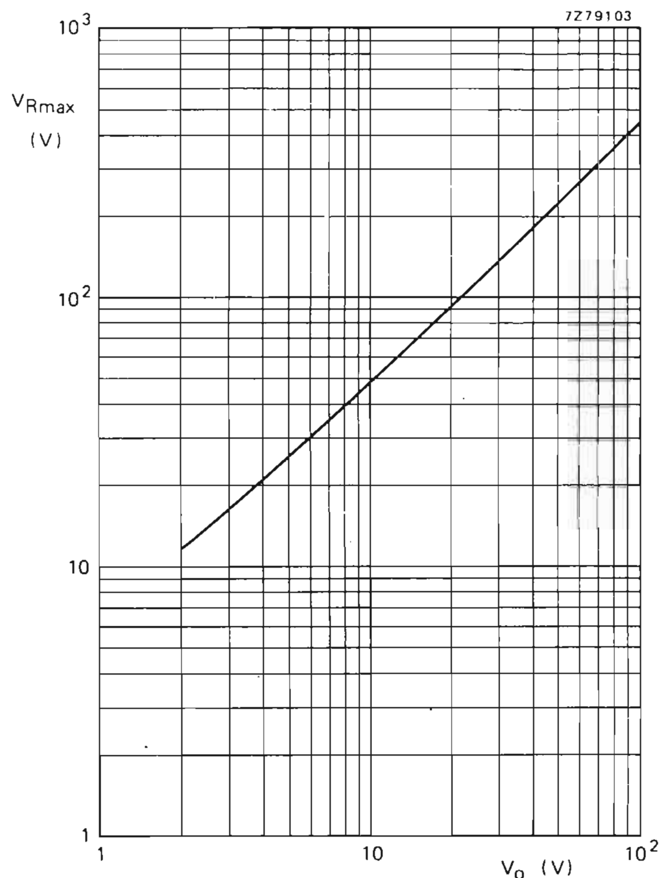


Fig. 16 - Tensione inversa massima $V_{R\,max}$ ai capi dei diodi epitassiali molto veloci, (usati rispettivamente come raddrizzatore e volano) in funzione della tensione diretta di uscita del convertitore (V_o) nel caso di δ_{min} = 0,265 e di corrente non interrotta nell'induttore. L'alimentatore in questione è universale, è cioè per 220 V / 240 V. Il grafico ha un margine di sicurezza del 20% che tiene conto del fenomeno della sovraoscillazione (ringing), delle perdite resistive del convertitore e di una eventuale incorretta regolazione della tensione d'uscita. Il grafico vale anche per i diodi d'uscita del convertitore in controfase (push-pull).

4. - CONVERTITORE IN CONTROFASE (PUSH-PULL)

Principio di funzionamento

Il convertitore in controfase (o push-pull) riportato in fig. 17 è formato praticamente da due convertitori in conduzione (o forward) che lavorano in controfase utilizzando un'unico trasformatore. La tensione presente ai capi del secondario a presa centrale viene raddrizzata da un circuito raddrizzatore a onda piena formato dai diodi D1 e D2.

L'induttore L_o e il carico ricevono energia durante il tempo in cui i due transistori-interruttori TR1 e TR2 si trovano alternativamente in conduzione: durante questo tempo, come risulta dalle forme d'onda di fig. 18, la corrente che attraversa l'induttore (i_L) tende ad aumentare. Quando i transistori-interruttori TR1 e TR2 risultano bloccati, l'induttore L_o continua ad immettere corrente nel carico tramite i diodi D1 e D2 che, in questo caso, lavorano in parallelo; durante questa fase (fig. 18) la corrente i_L è in decremento.

Osservando più attentamente le forme d'onda delle correnti circolanti nei diodi (e cioè i_{D1} e i_{D2} di fig. 18) si vede che durante il tempo in cui i transistori-interruttori non conducono la corrente in decremento i_o di ciascun diodo corrisponde a metà della corrente i_L

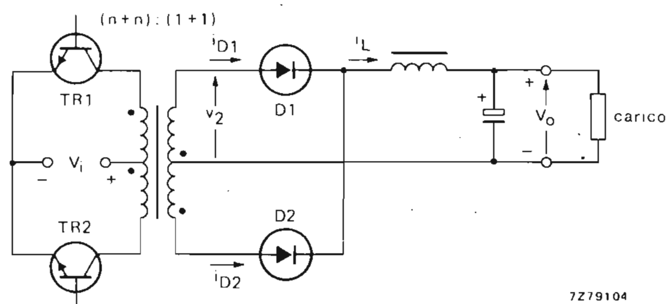


Fig. 17 - Circuito di principio di un convertitore in controfase. I diodi d'uscita D1 e D2 funzionano da raddrizzatori di onda completa.

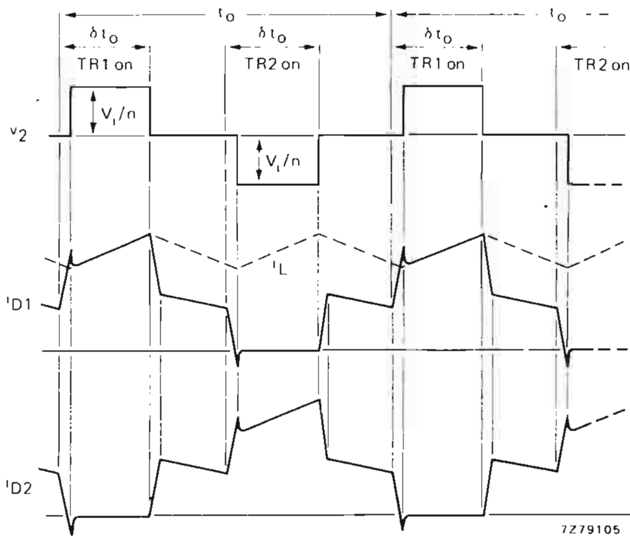


Fig. 18 - Forme d'onda per comprendere il funzionamento del convertitore in controfase. La forma d'onda di v_2 non tiene conto dell'induttanza dispersa del circuito d'uscita: le forme d'onda di i_{D1} e i_{D2} suppongono una trascurabile corrente di magnetizzazione

circolante nell'induttore. Da quanto sopra è evidente che sia D1 che D2 lavorano prima come raddrizzatori e poi come diodi-volano.

Trascurando l'induttanza dispersa di cablaggio che viene a trovarsi in serie a D1 e D2, si può dire che durante il tempo in cui D1 e D2 conducono, il secondario del trasformatore viene a trovarsi in corto circuito.

Corrente di picco nei diodi

Trascurando la debole corrente di magnetizzazione del trasformatore che circola nei diodi quando entrambi i transistori-interruttori si trovano bloccati, il rapporto tra la corrente di picco del diodo e la corrente d'uscita ha lo stesso valore già calcolato per un solo convertitore (equazione 4).

Ricupero inverso

Gli intervalli di commutazione sono contraddistinti dai fronti ripidi delle forme d'onda delle correnti dei diodi i_{D1} e i_{D2} di fig. 18. Da questa figura appare evidente che i casi di commutazione sono due:

a) in *un diodo* (D2), la corrente di commutazione va da zero fino a metà valore della corrente dell'induttore (i_L) e contemporaneamente *nell'altro diodo* (D1) scende dal valore massimo a metà valore della corrente i_L.

b) Successivamente nel diodo D1, la corrente di commutazione scende da metà valore a zero mentre nell'altro diodo (D2) va da metà valore fino a raggiungere il massimo della corrente dell'induttore i_L.

Nel caso b) il fenomeno del ricupero inverso fa sì che da corrente di commutazione dei diodi presenti dei picchi che invariabilmente compariranno anche nella corrente di collettore del transistore; questo fenomeno comunque è meno accentuato dell'analogo che compare nel convertitore a conduzione (forward).

Anche in questo caso, l'impiego di diodi epitassiali a recupero molto veloce tenderà a minimizzare l'inconveniente.

Soppressione dei transitori del ricupero inverso

Questi vengono soppressi alla stessa maniera descritta per il caso del convertitore a conduzione.

Tensione inversa

I convertitori in controfase (push-pull) e quelli a conduzione (forward) progettati per fornire tensioni d'uscita di uguale valore, avranno entrambi tensioni uguali sul secondario. I diodi d'uscita dovranno pertanto sopportare tensioni inverse di uguale valore. Pertanto, anche nel caso di convertitori in controfase, sarà valida l'equazione (6) già data.

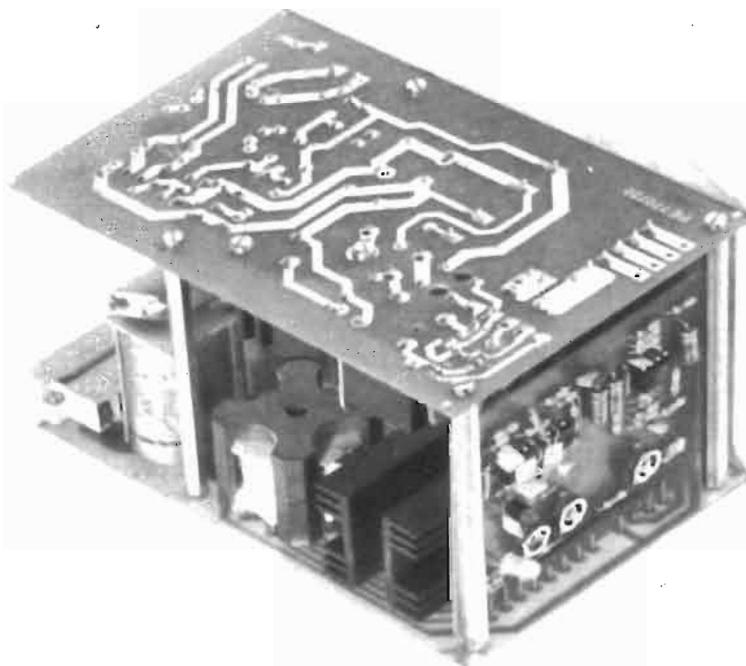


Fig. 18a - Esempio di alimentatore stabilizzato a commutazione per impieghi industriali. Tensione d'ingresso: 186... 264 Veff. Tensione d'uscita: 5 V ± 3%. Corrente d'uscita: 0... 10 A. Resistenza interna: 8 mΩ. Esecuzione a cassetto per sistemi di regolazione, controllo e misure.

5. - GRAFICI CHE FACILITANO LA SCELTA DEI DIODI DA IMPIEGARE NEL CIRCUITO D'USCITA DEI CONVERTITORI DESCRITTI

In questi grafici, i valori caratteristici delle tensioni e delle correnti dei diodi sono state "trasformati" in corrispondenti valori di potenza e di tensione d'uscita dei convertitori impiegati; ciò renderà molto veloce e sicura la scelta del diodo da impiegare nel convertitore dell'alimentatore in progetto.

I grafici delle figure 19, 20 e 21 si riferiscono ai tre tipi di convertitori descritti. Illustriamoli brevemente.

1) Convertitore a interdizione (flyback)

Negli alimentatori stabilizzati a commutazione (SMPS) progettati per fornire circa 5 A, di regola, viene impiegato come diodo raddrizzatore il tipo *BYX 29*. Di questo diodo esistono versioni per 50 V, 100 V e 150 V; per la scelta di una versione piuttosto che un'altra si dovrà tener conto del funzionamento scelto per il convertitore; se cioè con corrente interrotta o non interrotta nell'induttore. Per esempio, se il ciclo di utilizzazione scelto è $\delta_{min} = 0{,}3$ e la tensione d'uscita è 20 V, il diodo da impiegare sarà il tipo BYW 29, versione da 100 V.

2) Convertitore a conduzione (forward)

Nelle figure 19, 20 e 21 è riportata una serie di grafici che faciliteranno la scelta dei diodi d'uscita nel caso l'alimentatore a commutazione lavori con un convertitore a conduzione, funzionante con una corrente *non interrotta* nell'induttore d'uscita (L_o).

I valori di tensione richiesti sono stati derivati dalla fig. 16. La massima corrente d'uscita che l'alimentatore può fornire ($I_{0\,max}$) dipenderà dalla corrente (di forma rettangolare) che il diodo può erogare (e cioè $I_{F\,(media)\,max}$) ed inoltre dal fattore di utilizzazione del diodo (δ_D). Quantitativamente sarà:

$$I_{0\,max} = I_{F\,(media)\,max}/\delta_D \tag{7}$$

A sua volta, la potenza d'uscita ammissibile sarà:

$$P_{0\,max} = V_0 I_{F(media)max}/\delta_D \tag{8}$$

In particolare, per i grafici riportati nelle figure 19, 20 e 21 sarà opportuno fare le seguenti considerazioni.

Fig. 19 - Grafici per la scelta del diodo raddrizzatore D1 (fig. 10).

Questi grafici sono stati tracciati nella supposizione che il diodo lavori con un fattore di utilizzazione massimo $\delta_{D1(max)} = 0{,}5$ (uguale cioè al massimo fattore di utilizzazione del transistore-interruttore)

Fig. 20 - Grafici per la scelta del diodo volano D2 con $\delta_{D2max} = 0{,}75$

Di regola, in un alimentatore a commutazione universale (220/240 V), il minimo valore del fattore di utilizzazione con il massimo carico è circa 0,28, e corrispondentemente il valore massimo del diodo-volano diventerebbe 1 — 0,28 = 0,72. Tale fattore diventa addirittura 0,75 quando l'alimentatore viene messo fuori funzione dal circuito di protezione contro le sovraccorrenti. Bisognerà quindi che il diodo volano che viene a lavorare in questa particolare condizione non venga in nessun modo danneggiato.

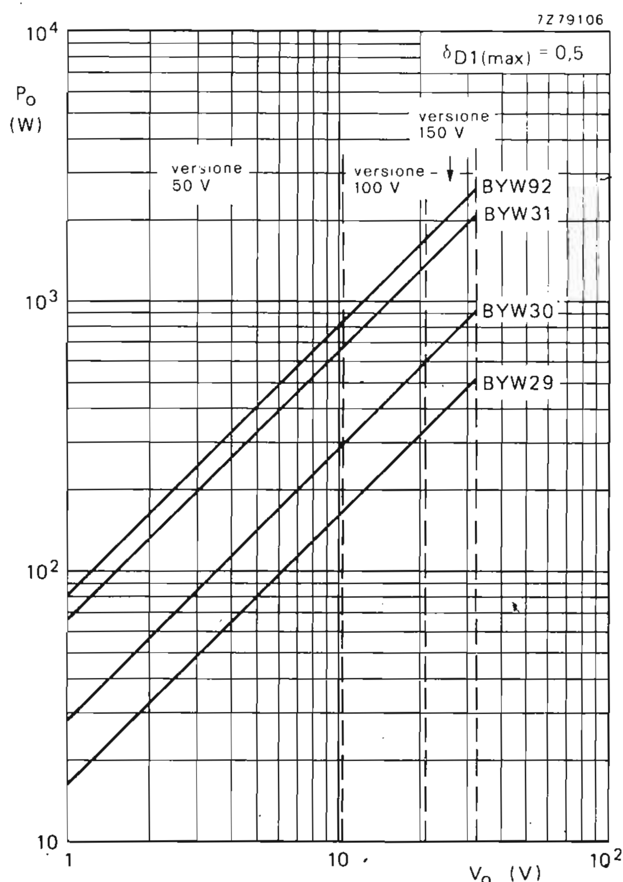


Fig. 19 - Grafici per la scelta del diodo raddrizzatore D1 nel convertitore di fig. 10. Si suppone che il massimo fattore di utilizzazione corrisponda a 0,5. Questi grafici valgono anche per i diodi di uscita del convertitore in controfase.

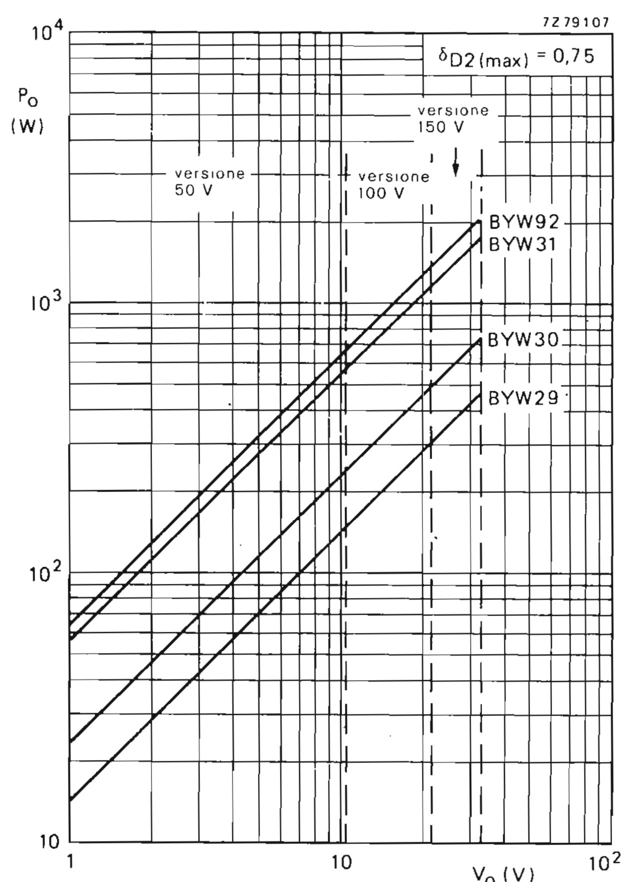


Fig. 20 - Grafici per la scelta del diodo-volano D2 nel convertitore di fig. 10. Si suppone un fattore di utilizzazione massimo del diodo uguale a 0,75.

Fig. 21 - Grafici per la scelta del diodo-volano D2 $\delta_{D2(max)} = 1$

Nella condizione-limite della corrente d'uscita (funzionamento con corrente costante), il valore del fattore di utilizzazione del diodo-volano s'avvicina all'unità.

3) Convertitore in controfase (push-pull)

Dalle forme d'onda di funzionamento del convertitore push-pull (fig. 8), appare evidente che tra il fattore di utilizzazione del diodo (δ_D) e il fattore di utilizzazione del transistore (δ) esiste la seguente relazione.

$$\delta_D = 1 - \delta \qquad (9)$$

Questa espressione non tiene però conto dei brevi intervalli di commutazione durante i quali, come già visto, la corrente del diodo si riduce a zero. Come già accennato, il fattore di utilizzazione δ_D del diodo raggiunge il valore minimo (e cioè $\approx$ 0,5) in corrispondenza del massimo fattore di utilizzazione del transistore (e cioè $\delta_{max} \approx 0{,}5$). Inoltre, siccome il fattore di utilizzazione del transistore tende a diminuire al diminuire del carico avremo che in queste condizioni il δ_D del diodo tenderà ad aumentare; ciò significa che, in questo caso, il diodo lavorerà nelle migliori condizioni (e cioè con un più favorevole fattore di forma della corrente). Da ciò consegue che la condizione di massimo carico, in corrispondenza della quale $\delta_D \approx 0{,}5$, è la migliore condizione per la scelta del diodo. Inoltre, se i convertitori in conduzione (forward) e in controfase (push-pull) hanno una tensione d'uscita uguale, avranno uguale anche la massima tensione inversa dei loro diodi. Da ciò si conclude che anche in questo caso ci si potrà servire dei grafici di fig. 19.

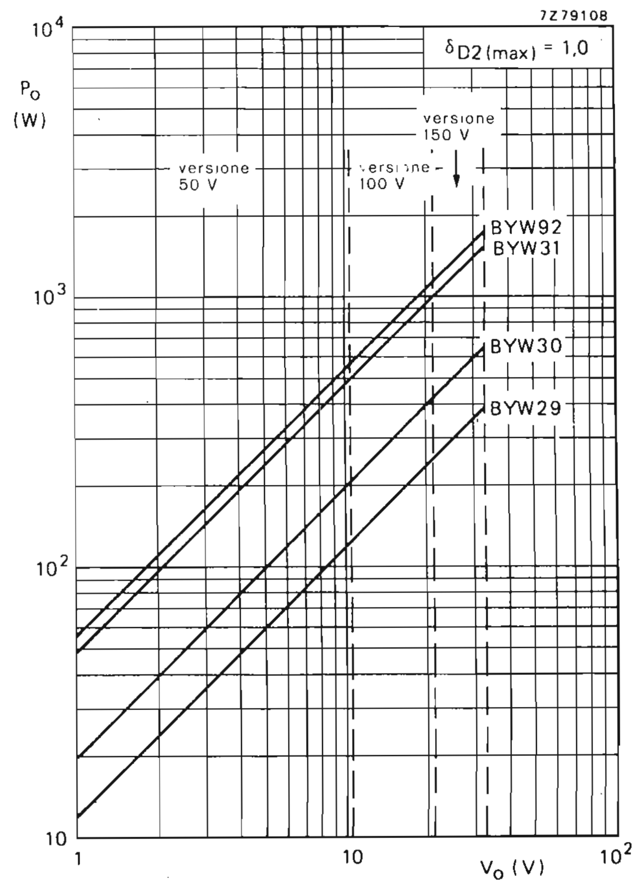


Fig. 21 - Grafici per la scelta del diodo-volano D2 nel convertitore di fig. 10. Si suppone che il massimo fattore di utilizzazione del diodo sia uguale ad 1 (condizione limite della corrente d'uscita).

REGOLE PRATICHE PER IL PROGETTO DEL CHOKE, DEL TRASFORMATORE D'USCITA E DEI RADIATORI DI CALORE

Switched mode power supply power inductor and transformer design

Author: F.C. Geerlings

Part 1: Core size, air gap and number of turns

Abstract:
A quick design method is given to determine the core size, airgap and number of turns for ferrite power inductors and transformers in SMPS. Details are given for the three basic converter types and a derived version.

1. INTRODUCTION

Present day SMPS operate in the range of 15-50kHz. In that range ferrite cores are preferable to metallic-tape cores because of core losses at these ultrasonic frequencies. The power-handling capability of an inductor and transformer is mainly limited by saturation and/or windings.
A quick method of calculating the inductor and/or transformer data is presented, given the boundary conditions of the circuitry in which these wound components must operate. To keep this paper condensed, the theory behind and derivation of the formulae is omitted.

2. THE FORWARD CONVERTER

2.1. Non-Isolated

2.1.1. Principle of Operation

The basic configuration of a SMPS operating in the forward mode is shown in figure 2.1.

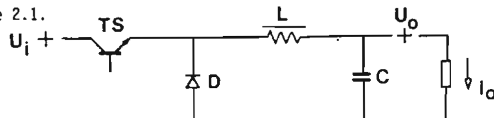


fig. 2.1.

The basic equation which describes its operation is

$$U_o = \delta . U_i \qquad 2.1$$

in which δ is the duty cycle factor. The voltage across the inductance L under steady state conditions is shown in figure 2.2.

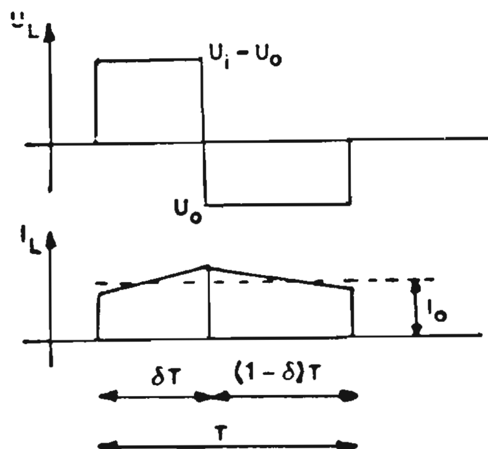


fig. 2.2

2.1.2. Minimum Choke Inductance

To ensure a continuous mode of operation - otherwise regulation with output current changes becomes relatively poor - the output current I_o must always be larger than half the ac choke current. This is obtained by making the inductance (L) large enough. The value of L must satisfy the condition

$$L > \frac{1}{2f_{min}} \cdot \frac{U_o}{I_{o,min}} \left(1 - \delta_{max} \frac{U_{i,min}}{U_{i,max}}\right) \qquad 2.2$$

with

f_{min} minimum converter operating frequency

2.1.3. Choke Design

The filter inductance L, also called power inductor, carries a DC-load current. This requires the use of an airgap in the magnetic path.

The design steps are:

a. Determine $I_t = \alpha . I_{o,max} + I_{o,min}$. 2.3
   α ratio between overcurrent trip-on and rated current level in protection circuit.

b. Calculate $I_t^2 . L_{min}$
   for L_{min} see formula 2.2.

c. Enter the line $I_t^2 L_{min}$ into the core selection chart, see figure 2.3, and find the intersection with the curve $(I^2L)_{max}$ of a core. That gives you the recommended core.

d. Enter $I_t^2 L_{min}$ into the chart for the selected core type. See figure 2.4.

e. Plot for your available spacers, the minimum and maximum width s, i.e. shim-size plus cement.

f. Read for s_{min} the values $(I^2L)_{max}$ and A_{L1} to calculate

$$N_{max} = \sqrt{(I^2L)_{max} / (I_t^2 . A_{L1})} \qquad 2.4$$

g. Read for s_{max} the value A_{L2} to calculate

$$N_{min} = \sqrt{L_{min} / A_{L2}} \qquad 2.5$$

h. Take integer N

$$N_{min} < N < N_{max}$$

   If there is no such integer, you must take the next size of shim or decrease the tolerances on the spacer width.

i. Select a suitable conductor size, which gives you an acceptable dc-voltage drop and/or temperature rise of the choke.
   See also part 2 of this article appendix 3.

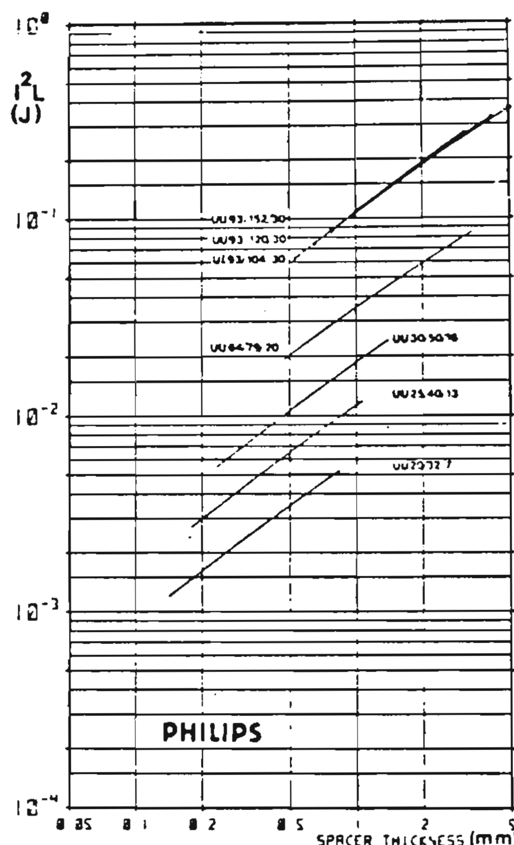


fig. 2.3.

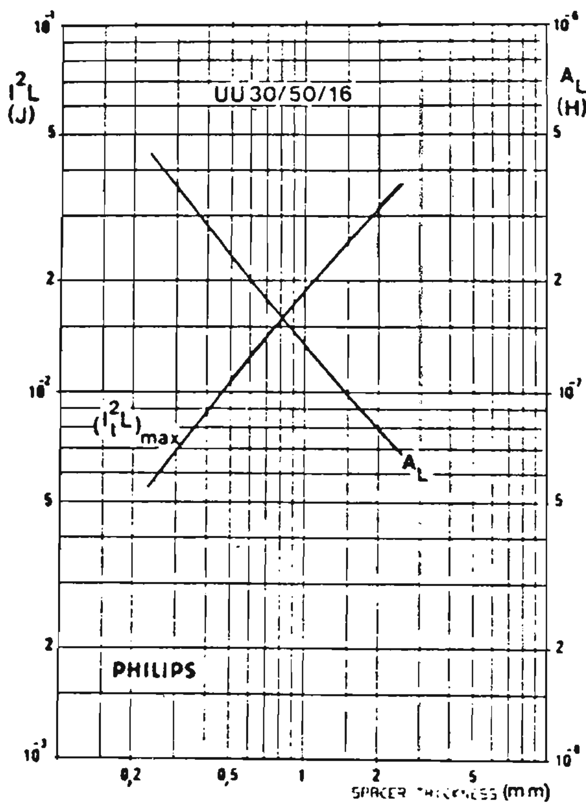


fig. 2.4.

2.2. Isolated with Transformer

2.2.1. Principle of Operation

The basic configuration of an isolated Forward Converter is shown in figure 2.5.

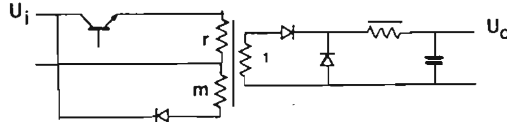


fig. 2.5.

The basic equation which describes the operation of the transformer isolated forward converter is the same as for the non-isolated version. The transformer with its primary to secondary turns ratio r, adds an extra degree of freedom to obtain the desired output voltage.
This output voltage becomes

$$U_o = \delta U_i / r \qquad 2.6$$

2.2.2. Duty cycle

The maximum allowable duty cycle δ_{max} at which the flux staircasing will not cause the core to saturate, depends on the turns ratio between primary r and demagnetizing winding m. See fig. 2.5.

$$\delta_{max} < 1 - \frac{m}{m+r} \qquad 2.7$$

The maximum voltage across the power switching devices then becomes

$$V_{CE,peak} = U_{i,max} \frac{m+r}{m} \qquad 2.8$$

In contrast to the theoretical case there are wiring and transformer stray inductances in the output circuit. Therefore a finite time is needed for commutation of current between the output diodes. This means that the period during which energy is supplied to the load will be shorter and with it the output voltage will become lower than in the theoretical circuit.
The effective duty cycle δ_e depends on the frequency, the turns ratio r of primary to secondary, the rated load current and the inductance of the leads to the output diodes.

As guidance, the available duty cycle time must be decreased to approximately

$$\delta_e . T = \delta T - r . I_o \, (1...1,2) . 10^{-9} \qquad 2.9$$

An iterative procedure is required to find r and δ_e if $r.I_o.10^{-9}$ is not neglible with respect to the time δT (see also section 2.2.4).

2.2.3. Preliminary Core Size

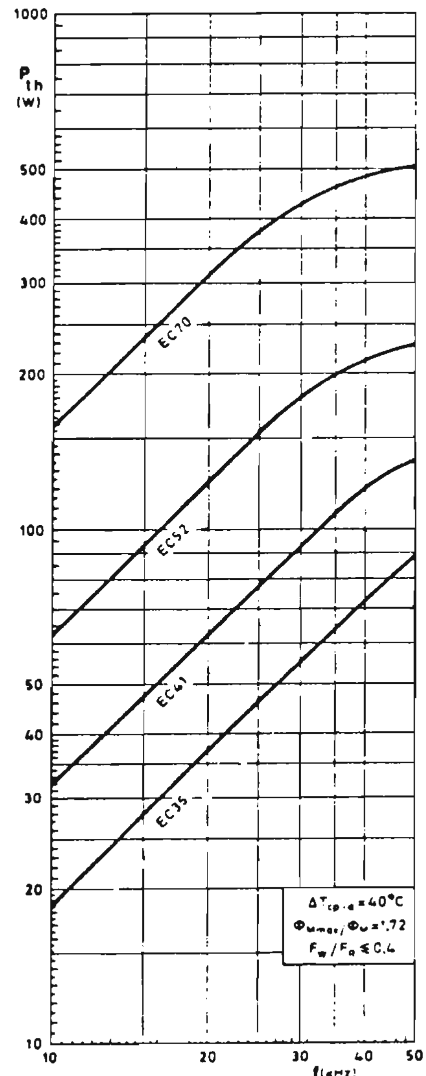
Knowing the transformer throughput power, you obtain the preliminary core size from figure 2.6 which gives the throughput power versus operating frequency for various cores.

2.2.4. Number of turns

The preliminary turns ratio r you calculate using

$$r = \frac{\delta_{e,max} . U_{i,min}}{U_{o,max} + V_F + V_R} \qquad 2.10$$

V_F output diode forward voltage
V_R dc-voltage drop on output choke and conductors



2.6

The minimum number of turns on the secondary you calculate using

$$n_{2,min} = \frac{(\delta U_i)_{max}}{r.f_{min}.A_c.B_{max}} \qquad 2.11$$

f operating frequency

A_c minimum core cross-sectional area

B_{max} maximum permissible core peak flux density

$(\delta U_i)_{max}$ is:
- for a feedback control method : $\delta_{max}.U_{i,max}$
- for a feedforward control method: $1,1.\ \delta_{min}.U_{i,max}$
  (see note at the end of this section)

The number of turns on the primary n_1 is

$$n_1 = r.n_2 \qquad 2.12$$

while on the demagnetizing winding it is

$$n_3 = n_1.U_i/(V_{CE}-U_i) \qquad 2.13$$

Hereby the collector voltage on the switching transistor is limited to

$$V_{CE} = U_i\ (n_1+n_3)/n_3 \qquad 2.14$$

Using a transistor with a V_{CESM}=800V, at a maximum input voltage of 375V (rectified 240V_{mains} with 10% overvoltage) it is usually adequate to limit V_{CE} to 2 x 375 = 750V, so then

$$n_3 = n_1$$

Note: The function of the output control circuit is to stabilize the dc output voltage against variations in dc input voltage and load by adjusting the duty factor of the switching transistor. However, the effect of step load changes cannot be corrected immediately, because some time is needed for the current through the choke to assume the new value of load current.
So a momentary change in output voltage is inevitable. The time required for resumption of the desired level of output voltage after the sudden load change, greatly depends on the properties of the control system.
Two basic control methods must be distinguished.

A. Feedback
   A step rise in load current causes the transistor duty factor to increase instantly to the maximum value δ_{max} regardless of the level of input voltage U_i.

B. Feedforward
   A step rise in load current causes the transistor duty factor to increase instantly to a value X % higher than the steady-state value occurring at constant load.

The product $(\delta U_i)_{max}$ occurring in response to a step load will be higher in the case of control method (A). This results in a shorter response time, because the choke current is made to build up rapidly. But the output transformer must be so designed that it does not saturate even at the highest input voltage $U_{i,max}$, for which $(\delta U_i)_{max}$ becomes equal to $\delta_{max}.U_{i,max}$. For control method (B) the quantity $(\delta U_i)_{max}$ will be equal to $(1+X/100)\ \delta_{min}.U_{i,max}$.

Difficulties may be encountered in starting up the converter at full load with the input voltage close to minimum value. With the duty factor close to maximum value, all the output current will flow into the load and little or no current will be available to charge the output capacitor. Reliable start-up will occur, if you provide a sufficient margin in duty factor of, say, X = 10%, that is establishing a 10% lower steady-state value for the duty factor. Control method (A) probably requires a larger transformer core than method (B).

2.2.5. Choke Inductance

To determine the minimum required choke inductance and to design the choke, see under sections 2.1.2 and 2.1.3 of the non-isolated forward converter.

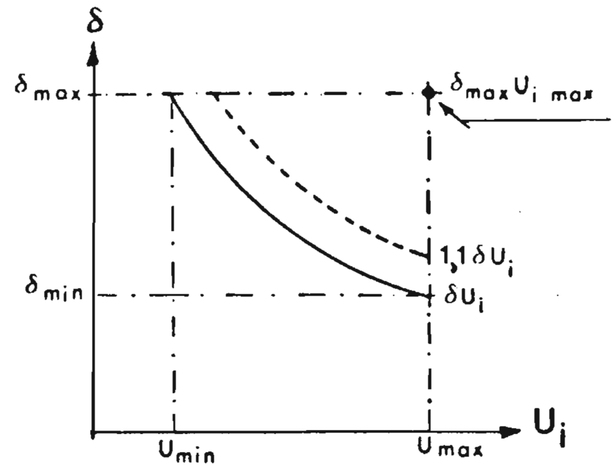


fig. 2.7.

2.2.6. The primary inductance and de-saturation

The primary inductance L_1 you calculate with

$$L_1 = \mu_o.\mu_e.n_1^2.A_e/l_e \qquad 2.15$$

μ_o $4\pi.10^{-7}$

μ_e relative effective permeability

n_1 number of turns of the primary

A_e effective cross-sectional area of the core

l_e effective magnetic path length

The magnetizing current in this winding is

$$I_m = \delta_{max}U_{i,min}/(L_1.f) \qquad 2.16$$

The peak primary current is

$$I_M = I_m + (I_o + I_{o,min})/r \qquad 2.17$$

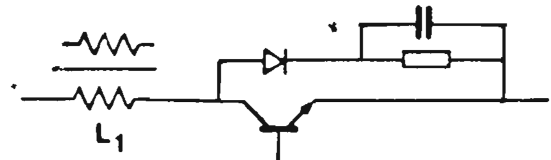


fig. 2.8.

This inductance L_1 together with the slow rise capacitor C, see figure 2.8 forms a resonance circuit with natural frequency

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_1C}) \qquad 2.18$$

where the estimated value of C is

$$C \simeq I_M.t_f/(2.V_{CESM}) \qquad 2.19$$

t_f turn-off fall time

V_{CESM} collector-emitter maximum value $V_{BE} = 0$

A resonance frequency f_r lower than the operating frequency f of the converter itself is not recommended. If f_r equals f, the demagnetisation current has just enough time to reach zero before the transistor switches At a lower f_r, the core might fail to de-saturate and flux staircasing occurs with disastrous results. A higher f_r offers sufficient safety margin under all conditions, a ratio f_r/f about 1,2 being optimal. An electronic solution can also be found in some control IC's which have facilities for shortening the duty cycle when core saturation might occur.

You decrease the value and spread of L_1 by introducing an airgap. Your penalty is a higher magnetizing current. The required spacer thickness s (the total airgap is 2s) to get a lower μ_e and thereby L_1, you can calculate to a close approximation by

$$s \approx \frac{l_e}{2} \left(\frac{1}{\mu_a} - \frac{1}{\mu_e}\right) \qquad 2.20.$$

μ_a = relative amplitude permeability

If it is not possible to decrease L_1 enough to make $f_r > f_o$, then you must consider to add a monitor-winding on the transformer giving a signal that prevents premature transistor switching-on.

2.2.7. Transformer Currents and Core Loss

The ripple current in the output choke, in general, is only a few percent of the dc-load current. For this reason, to calculate the copper loss, the transformer current can be regarded as being a square wave.

The maximum effective current value can be approximated by

$$\text{primary : } I_{e,1} = \frac{I_o}{r} \sqrt{\delta_{max}}. \qquad 2.21$$

$$\text{secondary: } I_{e,2} = I_o \sqrt{\delta_{max}}. \qquad 2.22$$

The core hysteresis loss P_c is approximated by

$$P_c \simeq k.f.V_a \left(\frac{\delta U_i}{(\delta U_i)_{max}}\right)^{2,5} \qquad 2.23$$

with k = 3.6 .... 4.1 for FXC 3C8
f = frequency (Hz)
V_a = apparent core-volume (if $A_{cp} \neq A_b$)
A_{cp} = cross-sectional centre pole area
A_b = back and leg cross-sectional area

Note: Proceed now with part 2 of this article which deals with winding design.

2.3. Double Forward

2.3.1. Principle of Operation

The equivalent circuit of a Double Forward converter is shown in figure 2.9.

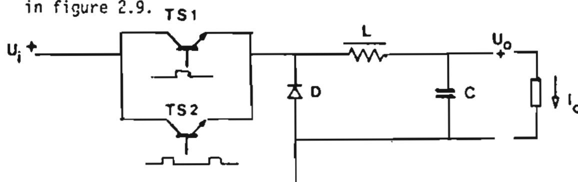


fig. 2.9.

The circuit consists of two forward converters in parallel with the flywheel diode D and output filter LC in common. Transistors TS1 and TS2 are turned on in alternate half-cycles, so that the ripple frequency of the choke current is doubled. As the energy is pumped twice per converter period, the output voltage is

$$U_o = 2\delta . U_i \qquad 2.24$$

The voltage across L and the current under steady-state condition are shown in figure 2.10.

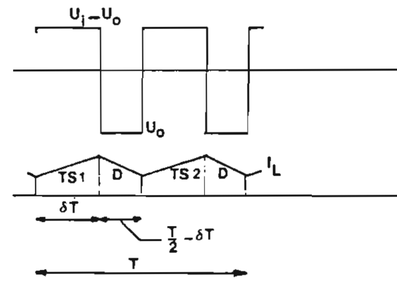


fig. 2.10.

2.3.2. Choke Inductance

The minimum choke inductance is calculated analoglously to that of the single forward. Considering that there is one charge and one discharge per half converter period, this results in

$$L > \frac{1}{4f_{min}} \cdot \frac{U_o}{I_{o,min}} \left(1 - 2\delta_{max} \cdot \frac{U_{i,min}}{U_{i,max}}\right) \qquad 2.25$$

The choke is further designed as mentioned under section 2.1.3.

2.3.3. Transformer calculations

The transformer is calculated similarly to that of the single forward version, except for the turns ratio, which is a factor two larger.

The preliminary turns ratio of a Double Forward you compute by

$$r = 2 \cdot \frac{\delta_{e,max} \cdot U_{i,min}}{U_{o,max} + V_F + V_R} \qquad 2.26$$

See further under sections 2.2.3, 2.2.4, 2.2.6, 2.2.7.

3. THE FLYBACK CONVERTER

3.1. Non-Isolated

3.1.1. Principle of Operation

3.1.1.1. Inverting Converter

The basic configuration of an Inverting Flyback converter is shown in figure 3.1.

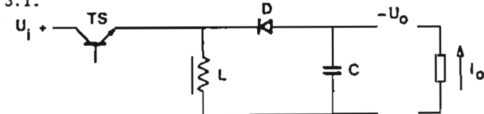


fig. 3.1.

The basic equation which describes the operation of an Inverting Flyback Converter is

$$U_o = U_i . \delta/(1-\delta) \qquad 3.1$$

in which δ is the duty cycle factor.

The voltage across the inductance L and its current under steady state conditions are shown in figure 3.2.

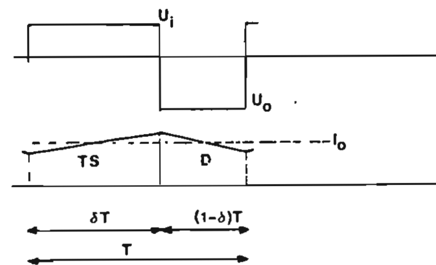


fig. 3.2.

3.1.1.2. Boost Converter

The basic configuration of a Boost Converter flyback is shown in fig. 3.3.

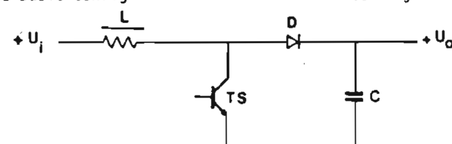


fig. 3.3.

The basic equation describing the operation of a Boost Converter is

$$U_o = U_i/(1-\delta) \quad 3.2$$

where δ is the duty cycle factor. The voltage and current for L under steady state conditions are shown in figure 3.4.

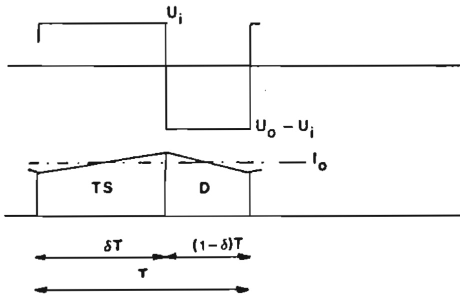


fig. 3.4.

3.1.2. Power inductor

The minimum inductance you need to ensure a continuous mode of operation at minimum load $P_{o,min}$ is:

$$L > \frac{(\delta_{min}U_{i,max})^2}{2.f_{min}.P_{o,min}} \quad 3.3$$

where f is the converter operating frequency. The maximum peak current through that inductor is

$$I_{L,max} = \frac{P_{o,max}}{\delta_{max}.U_{i,min}} + \frac{\delta_{max}.U_{i,min}}{2.f.L.} \quad 3.4$$

To design the inductor, see section 2.1.3. b to h, for winding design see part 2 of this article. appendix 3.

3.2. Isolated with Transformer

3.2.1. Principle of Operation

For low output currents, a useful variant of the inverting flyback is obtained by the use of secondary windings on the choke to form a transformer.

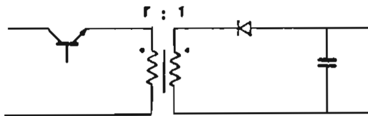


fig. 3.5.

3.2.2. Turns ratio

From the switch point of view, the turns ratio r between primary and secondary must satisfy

$$r < \frac{V_{CESM} - (U_{i,max} + U_r)}{U_{o,t}} \quad 3.5$$

where

V_{CESM} = maximum permissible V_{CE} at V_{BE} = 0.
$U_{i,max}$ = maximum input voltage
U_r = maximum overshoot voltage due to ringing
$U_{o,t}$ = maximum output voltage including all voltage drops

At high input voltages.e.g. the rectified mains, a good compromise between inductor size, switching transistor peak current and switching diode peak current, can usually be obtained as follows.

A: At a moderate voltage input range, say:

$$\frac{U_{i,max}}{U_{i,min}} < 2$$

take $\delta_{min} = 0,3$,

yielding

$$\delta_{max} = 1/(1+7U_{i,min}/(3\ U_{i,max})) \quad 3.6$$

$$r = \frac{3}{7} \cdot \frac{U_{i,max}}{U_{o,t}} \quad 3.7$$

B: At a large voltage input range

$$\frac{U_{i,max}}{U_{i,min}} > 2$$

take

$$r = \frac{1}{U_{o,t}}\sqrt{U_{i,max}.U_{i,min}} \quad 3.8$$

This yields

$$\delta_{min} = 1/(1+U_{i,max}/(r.U_{o,t})) \quad 3.9$$

Note: if $\delta_{min} > 0,3$ take $\delta_{min} = 0,3$.

$$\delta_{max} = 1/(1+(1-\delta_{min})U_{i,min}/(\delta_{min}.U_{i,max})) \quad 3.10$$

C: Voltage limiting winding

If you apply a voltage limiting winding with turns ratio between primary and limiting winding of r/m, to limit the V_{CE} on your switching device at the primary to $\beta.U_{i,max}$, then you must take accordingly the maximum duty cycle factor such that

$$\delta_{max} < 1 - \frac{1}{\beta} \quad 3.11$$

yielding

$$\delta_{min} = 1/(1+(1-\delta_{max})U_{i,max}/(\delta_{max}U_{i,min})) \quad 3.12$$

and

$$r = \delta_{min}.U_{i,max}/(1-\delta_{min})U_{o,t} \quad 3.13$$

$$m = r/(\beta-1) \quad 3.14$$

3.2.3. Power Inductor

To ensure a continuous mode of operation you calculate the choke on the primary side for minimum load, yielding

$$L > \frac{(\delta_{min}.U_{i,max})^2}{2f_{min}.P_{o,min}} \quad 3.15$$

where f is the converter operating frequency. The maximum peak current through this primary choke is

$$I_t = \frac{P_{o,max}}{\delta_{max}.U_{i,min}} + \frac{\delta_{max}.U_{i,min}}{2.f.L.} \quad 3.16$$

Proceed as mentioned under section 2.1.3 with the steps b to and including h. This yields core size, spacer thickness and primary turns n_1. The number of turns on the secondary is

$$n_2 = n_1/r \quad 3.17$$

Note: For the winding design see part 2 of this article which deals with winding design of SMPS transformers.

3.2.4. Effective Current and Core Loss

The maximum value of the rms current through the winding, you calculate by means of

$$\text{primary}: \quad I_{e,1} = \frac{P_{o,max}\sqrt{\delta_{max}}}{\delta_{max}.U_{i,min}}\sqrt{1+\frac{1}{3}\left(\frac{P_{o,min}}{P_{o,max}}\right)^2} \quad 3.18$$

$$\text{secondary}: \quad I_{e,2} = \frac{P_{o,max}\sqrt{1-\delta_{max}}}{\delta_{max}.U_{i,min}}\sqrt{1+\frac{1}{3}\left(\frac{P_{o,min}}{P_{o,max}}\right)^2} \quad 3.19$$

The core hysteresis loss P_c in a flyback converter, in general is small compared to the winding loss. This is because the ratio ac to dc current in the choke mostly is small. You can calculate this loss with

$$P_c = 5,6.k.f.V_a\left(\frac{\nu}{1+\nu}\right)^{2,5} \quad 3.20$$

$$\nu = 1/(P_{o,max}(1-\delta_{min})^2/(P_{o,min}(1-\delta_{max})) - 2\delta_{max} + 1) \quad 3.21$$

k = 3,6 ... 4,1 for FXC 3C8
f = frequency
V_a = apparent core-volume (if $A_{cp} \neq A_b$)
A_{cp} = cross-sectional centre pole area
A_b = back and leg cross-sectional area

4. THE PUSH-PULL CONVERTER

4.1. Principle of Operation

The basic configuration of a Push-Pull converter is shown in figure 4.1.

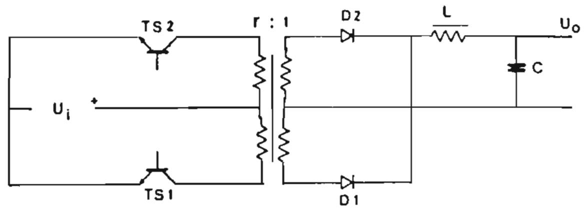


fig. 4.1.

The energy is pumped twice per converter period. So the basic equation which describes the operation of a Push-Pull converter is

$$U_o = 2\delta . U_i / r \qquad 4.1$$

where δ is the duty cycle factor.

The voltage across the inductance L and its current under steady state conditions are shown in figure 4.2.

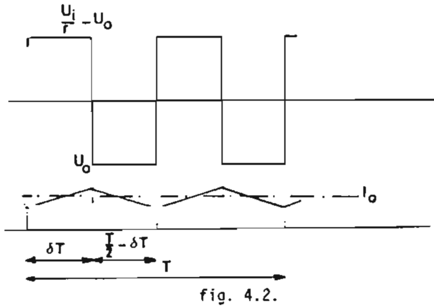


fig. 4.2.

4.2. Transformer and Choke Design

4.2.1. Transformer Preliminary Core Size

The preliminary core size you can obtain from figure 4.3, where for various cores the throughput power is given as a function of the frequency, with the winding type as parameter. See also the note under section 4.2.3.

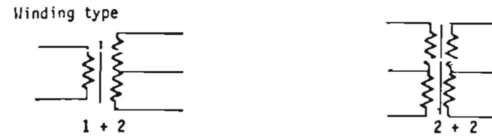


fig. 4.4.

4.2.2. Duty cycle

Having two equal conduction times per period, the maximum allowable duty cycle mark-space ratio is 0,5. In contrast to the theoretical case, wiring and transformer stray inductances occur in the output circuit, resulting in a finite commutation time for the current between the output diodes. As a result, the period during which energy is supplied is shorter

The effective duty cycle δ_e, depends on the frequency, turns ratio r of primary to secondary, load current and the inductance of the leads to the output rectifying diodes. As guidance, the available duty cycle time must be decreased by approximately

$$\delta_e . T = \delta T - r . I_o \, (1 \ldots 1{,}2) . 10^{-9} \qquad 4.2$$

An iterative procedure is required to find r and δ_e if $r . I_o . 10^{-9}$ is not neglible to δT.

4.2.3. Number of Turns on the Transformer

The preliminary turns ratio r is

$$r = \frac{\delta_{e,max} . U_{i,min}}{2 . U_o + V_F + V_R} \qquad 4.3$$

V_F output diode forward voltage

V_R dc voltage drop on output choke and conductors

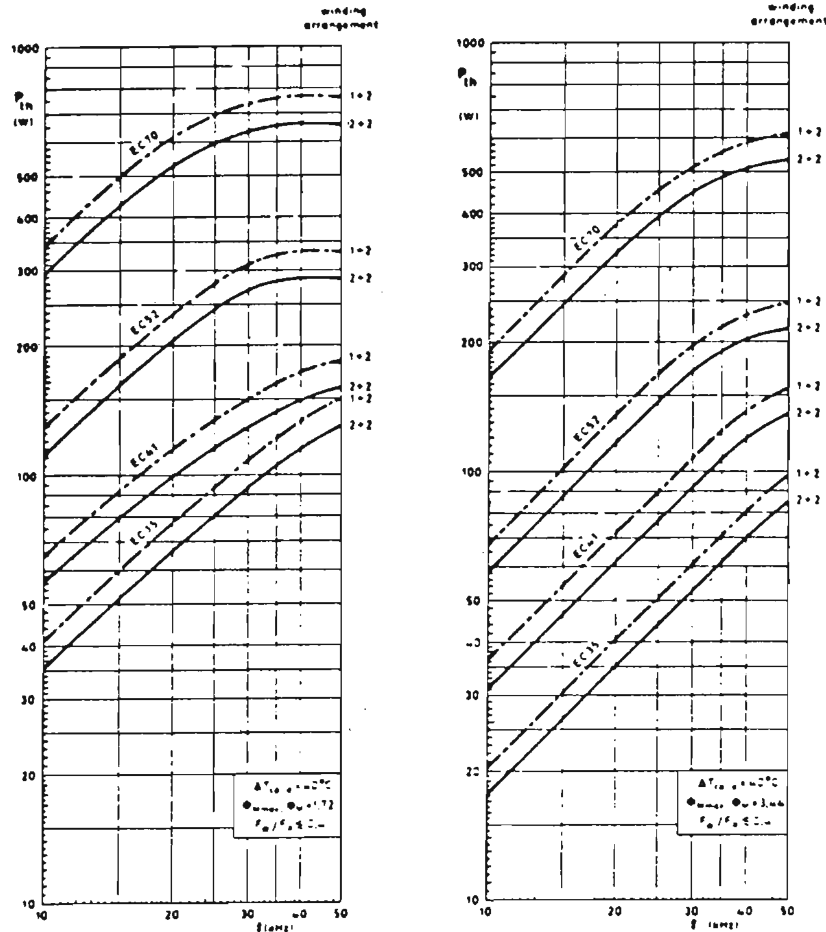


fig. 4.3.

The minimum number of turns on the secondary you find with

$$n_{2,min} = \frac{(\delta U_i)_{max}}{2.r.f_{min}.A_c.B_m} \qquad 4.4$$

f	operating frequency
A_c	minimum core cross-sectional area
B_m	$(0,5 \ldots 0,85)B_{max}$ (see note below)
$(\delta U_i)_{max}$	$1,1\ \delta_{min}.U_{i,max}$ or $\delta_{max}.U_{i,max}$. See note in section 2.2.4.

For the primary, the number of turns is

$$n_1 = r.n_2 \qquad 4.5$$

Note: Choose the value of B_m in accordance with the protection circuit you are going to apply. It is obvious that asymmetrical magnetisation occurs if the primary halves are not identical, which will happen if they can not be bifilar wound due to the potential difference between these windings, or if the conduction times of the two power transistors are not equal due to storage effects, or if the transistors are just not matched.

This storage effect also introduces a delay between switching-off the drive and the actual switching-off of the transistor. During this delay flux peaking occurs which the core should be able to handle. Dependent on the control and protection measures I suggest taking $B_m = 0,85B_{max}$ for the fully protected and $B_m = 0,5B_{max}$ for the unbalanced push-pull.

4.2.4. Power-Choke Inductance

Per half converter period there is one charge and one discharge. The minimum choke inductance which ensures a continuous current through the choke and thereby a continuous mode of operation is

$$L > \frac{1}{2f_{min}} \cdot \frac{U_o}{\Delta I_L} \left(1 - 2\ \delta_{max} \cdot \frac{U_{i,max}}{U_{i,min}}\right) \qquad 4.6$$

where

$$\Delta I_L = 2.(I_{o,min} - I_m) \qquad 4.7$$

$$I_m = r.\delta_{max}.U_{i,min}.l_e/(2.n_1^2.\mu_o.\mu_e.A_e.f) \qquad 4.8$$

l_e	effective magnetic path length of the transformer core
n_1	transformer primary number of turns
μ_o	$4\pi 10^{-7}$
μe	relative effective permeability
A_e	effective cross-sectional area of the transformer core

The peak current through the power choke is

$$I_t = I_{o,max} + \tfrac{1}{2}\Delta I_L \qquad 4.9$$

The choke is designed further as mentioned under section 2.1.3.

4.2.5. Transformer currents and Core Loss

In a push-pull transformer only one half of the double winding conducts at a time. The peak current I_M through every half of the double winding is

$$I_M = I_t/r \qquad 4.10$$

The effective current in each half of the double winding is approximated by

$$\text{primary}: \quad I_{e,1} = \frac{I_o}{r}\sqrt{\delta_{max}}. \qquad 4.11$$

$$\text{secondary}: \quad I_{e,2} = I_o\sqrt{\delta_{max}}. \qquad 4.12$$

The core hysteresis loss P_c is approximated by

$$P_c = 5,7.k.f.V_a/a^{2,5} \qquad 4.13$$

k	= 3,6 ... 4,1 for FXC 3C8
f	= frequency
V_a	= apparent core volume (if $A_{cp} \neq A_L$)
A	= $(\delta U_i)_{max}/\delta U_i$
A_{cp}	= cross-sectional centre pole area
A_b	= back and leg cross-sectional area

Part 2: Minimum loss transformer winding design

ABSTRACT

A quick, generally applicable, design method is presented to obtain windings with minimum loss in a power transformer operating at ultrasonic frequencies.

1. INTRODUCTION

The power capacity of a transformer is, among other things, limited by its power dissipation. Skin and proximity effects can make the effective resistance of the winding much higher at ultrasonic than at low frequencies. Winding design is the art of obtaining the lowest possible winding loss, maximizing transformed power or minimizing temperature rise.

This at given boundary conditions such as operating frequency, number of turns in each winding, available winding window and available conductor sizes. A set of design charts is presented to determine optimum wire size, number of layers and resistance.

As most of us are not familiar with this subject, some background theory is given before the use of design charts is explained.

2. SOME BACKGROUND THEORY

A conductor in a transformer winding carrying AC is subject to two alternating fields. Current flowing in the conductor itself gives rise to the concentric field that causes the familiar skin effect. Conduction only takes place close to the surface in a skin of thickness Δ.

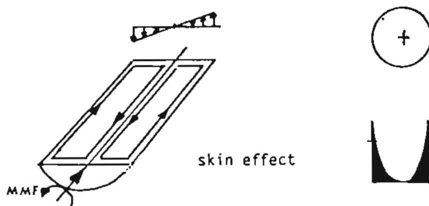


Fig. 1 Net current and eddy current add near the surface and are opposite near the centre.

For copper at 100°C, the penetration depth Δ is

$$\Delta \approx 2,4/\sqrt{f} \text{ mm}$$

f = operating frequency in kHz.

The additional field developed by adjacent turns causes the proximity effect. see fig. 2.

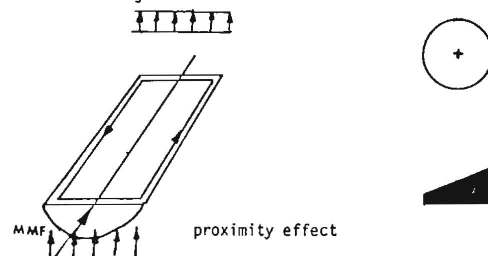


Fig. 2. Net current and eddy current add on one edge and oppose each other on the other edge.

In fig. 3, the distribution of MMF across the winding window in a transformer is shown schematically.

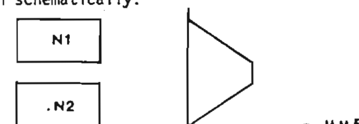


Fig. 3. simple configuration

In fig. 4, the distribution of MMF is shown for interlocked windings where one winding is split into two equal portions, with the other winding sandwiched between them.

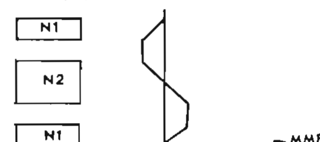


Fig. 4. interlocked or split/sandwiched configuration.

You will notice that the MMF peak level is halved.
In the middle of the sandwiched winding the MMF is zero, so this sandwiched winding may also be considered to be in two equal portions. From the symmetry it is obvious that to determine the AC to DC resistance ratio F_R, it is sufficient to consider only one portion of each winding.

$$F_R = r_{ac}/r_{dc}$$

The proximity effect is most pronounced where the MMF is greatest, i.e. in the layer adjacent to the interface between primary and secondary.

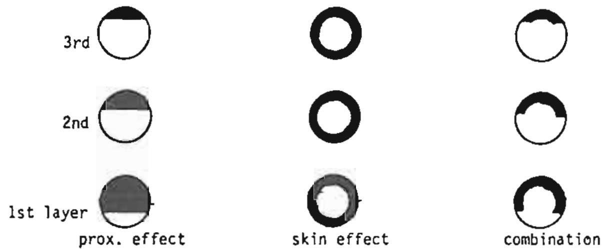


Fig. 5. Redistribution of current in the conductor is such that the current density is highest where the MMF is greatest.

To ease mathematical treatment, I normalize the dimensions to the skin penetration depth Δ . This first, removes the influence of the frequency and second, the quantities become dimensionless. To distinguish the original from the normalized quantity, the last one is identified with a prime.
The conductor having a diameter d is replaced by one of $d' = d/\Delta$..
The breadth ($=b_w$) to turns (=N) ratio T by $T' = b_w/\Delta N = b'_w/N$.
Denoting the number of layers in the winding (-portion) p, I introduce an operator φ and a geometry factor F_{geo} such that

$$\varphi = d' \, F_{geo} \text{ with } F_{geo} = \sqrt{(\tfrac{\pi}{4})^3 \cdot \frac{d'}{pT'}}$$

In figure 6 a plot is given of $F_R = r_{ac}/r_{dc}$ versus φ with p as parameter.
In the next figure a plot is given of $r_{ac} = F_R \cdot r_{dc}$ vs φ .
This is realized by adding the line of $F_R = 1$ ($=r_{dc}$) to the curves given in fig. 6. The result is figure 7.

Instead of plotting against φ , the r_{ac} can also be plotted versus T, a quantity much easier to obtain when being in the design stage.
Plots of r'_{ac} versus T' are given in figure 8.

The dotted curves in figure 8(a) show the lowest r_{ac} that can be obtained with close-packed windings. The full lines show that some improvement can be obtained by using spaced windings. Some space between the turns in the layer is allowed when the optimal wire size does not equal the winding pitch to fill b_w.

3. DESIGN CHART.

It is now possible to produce a charts giving the AC-resistance per meter wire r_{ac}, the wire diameter d, and the number of layers per winding portion as a function of the breadth-to-turns ratio T.
For convenience the charts are based on standard wire sizes, while r_{ac} is given directly in Ω/m.

IMPORTANT NOTES

- *The design method applies to winding portions, i.e. half windings if the split/sandwiched winding configuration is used for forward and push-pull SMPS transformers. Do not overlook this at the start of a design (the value of N) and at the end of a design (winding height and losses). In the 'transformer' for the flyback-type of SMPS, the primary and secondary do not conduct simultaneously but alternately. The MMF distribution is as for the simple configuration, so the full winding must be considered even if these windings are interlocked to decrease the leakage inductance.*
- *In the design charts, the minimum winding pitch is assumed to be equal to the maximum overall wire diameter. The winding height assumes perfect contact between layers and interleaving.*
  Some additional allowance must be made, depending on operator skills, winding equipment and other factors.
  You must therefore consult your transformer manufacturer before finalizing your transformer design.
- *The ideal wire diameter must not be exceeded, even if the available space is not fully used.*

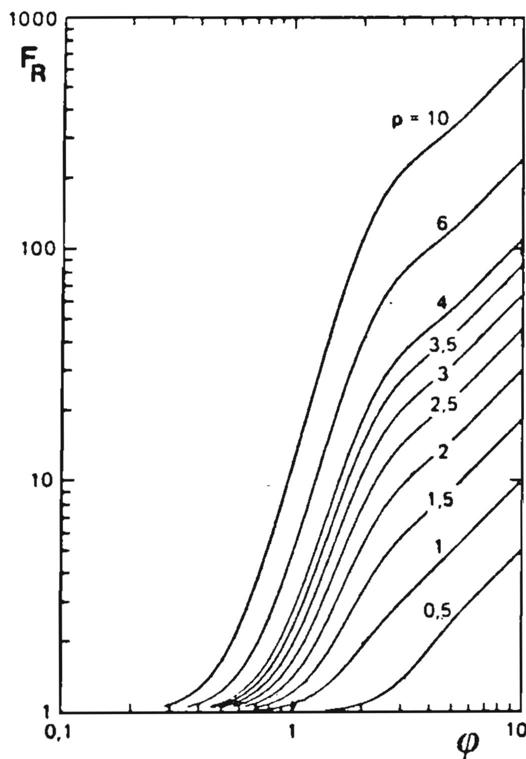


Fig. 6

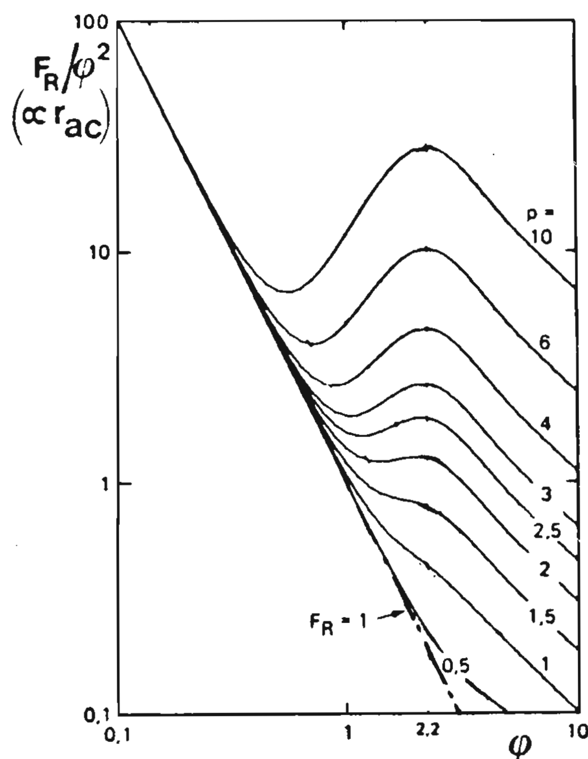


Fig. 7

Ideal wire diameters are given in figure 8 (b), required winding heights excluding insulation in figure 8 (c).

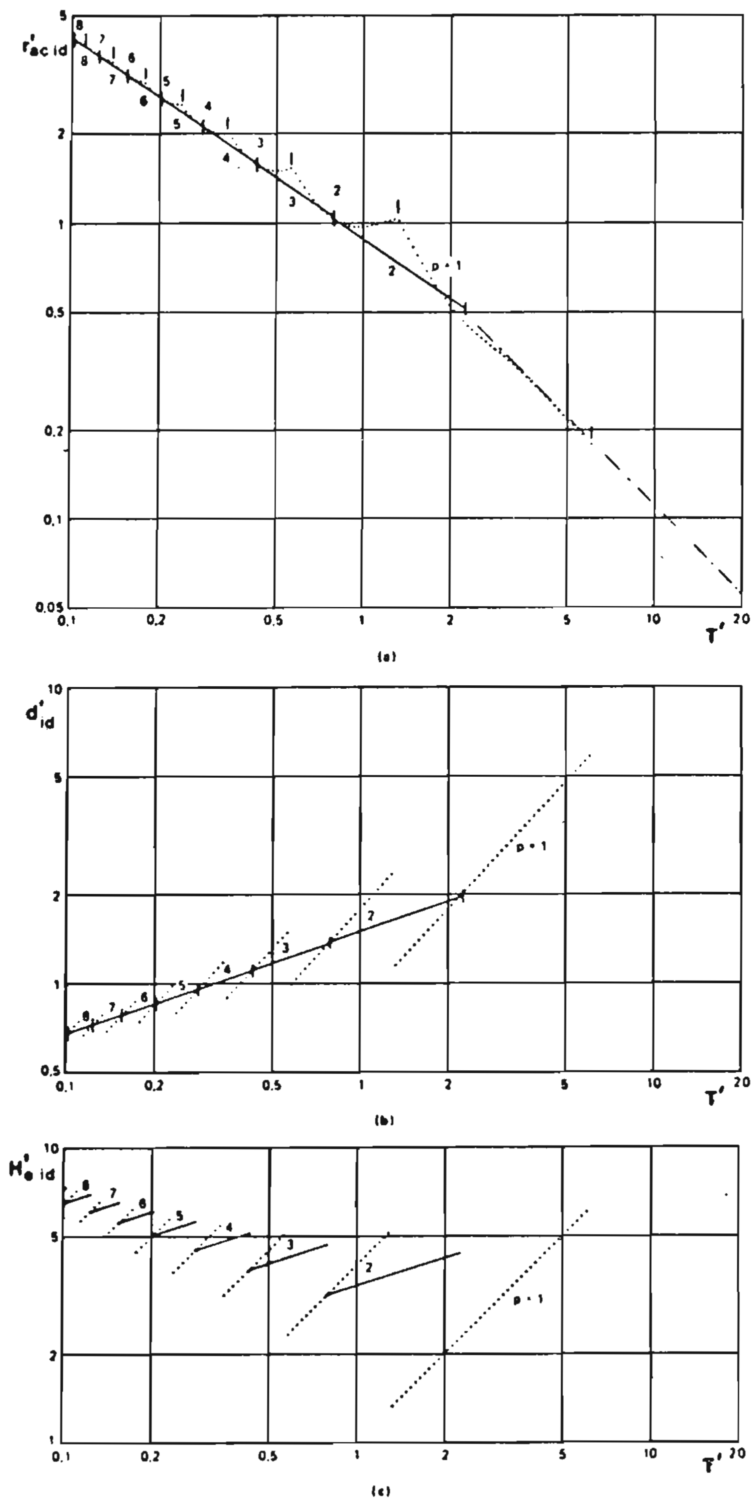


Fig. 8

4. FOIL CONDUCTORS

A design chart for foil conductors is not given since the formulae to calculate them are simple. The ideal foil thickness h_{id} is found with

$$h_{id} \approx 3{,}1/\sqrt{fN} \quad \text{mm}$$

f = operating frequency in kHz.

The corresponding AC resistance at 100°C for a copper foil with a width of b_w (mm) is

$$r_{ac,id} = \frac{0.03}{b_w \cdot h_{id}} \quad \Omega/\text{m}$$

If for any reason you take $h < h_{id}$, then

$$r_{ac} = F_R \cdot r_{dc} = \left(1 + \frac{1}{3}\left(\frac{h}{h_{id}}\right)^4\right) \frac{1}{45\, b_w \cdot h} \quad \Omega/\text{m}$$

If $h/h_{id} < 2/3$ then this approximates to $F_R \approx 1$, so

$$r_{ac} \approx r_{dc} = \frac{1}{45\, b_w \cdot h} \quad \Omega/\text{m}.$$

As long as $h > 0{,}8 h_{id}/\sqrt{N}$ the foil winding has a lower AC resistance than an ideal wire winding of the same breadth and number of turns.

5. DESIGN EXAMPLE

Transformer winding for a forward converter SMPS with feed-forward operation from the 220 V_{rms} mains and an output of 5V and 12A.

Boundary conditions

Operating frequency	50 kHz
Winding configuration	interlocked
Primary turns	$n_1 > 113,4$
Turns ratio	$r < 14,85$
Demagnetizing winding	$n_3 = n_1$ in one layer
Temperature rise	$\Delta t < 40^oC$
Thermal resistance	$R_{th} = 26,5\ ^oC/W$
Secondary effective current	$I_{e,2} = 8,05$ A
Core loss	$P_c = 0,276$ W
Winding window	b = 21,4 mm
height	$H_w = 4,8$ mm
Average turn length	$l_{av} = 53$ mm
Creepage distance	c = 8mm
Safety margin on winding height	10%
Screens	two, thickness (each) $H_s = 0,34$ mm including insulation.
Wire sizes available	IEC grade 2 series R20
Interleaving for $d \leq 0,71$ mm	i= 60 µm
$d > 0,71$ mm	i= 100 µm
Available foil conductor	h= 20-50-73 100-150 µm
Interleaving for $h < 75$ µm	i= 40 µm
$h > 75$ µm	i= 100 µm

Derived oundary Conditions

Number of turns: (per winding section!)

$N_{1.min} = 113,4/2 = 56,7$

$r_{max} = 14,85$

thus $N_{2\ min} = 56,7/14,85 = 3,8$ take $N_2 = 4$ $\qquad N_2 = 4$

$N_{1\ max} = 4 \times 14,85 = 59,4$ take $N_1 = 57$ $\qquad 56,7 < N_1 < 59,4$

$r = 57/4 = 14,25$

Current:

$I_{2,e} = 8,05A \rightarrow I_{1,e} = 8,05/14,25 = 0,565A$ $\qquad I_{2,e} = 8,05A$

$I_{1,e} = 0,565A$

Breadth:

$b = 21,4$ and $c = 8$

$b_w = 21,4 - 8 = 13,4$ mm $\qquad b_w = 13,4$ mm

Demagnetizing winding:

$n_3 = 2N_1 = 2 \times 57 = 114$

$d_{o,max} = b_w/(n_3 + 1) = 0,116$ mm.

from wire table

$d_o = 0,105$mm, $d = 0,08$ mm, 90 turns/cm

$n_{max} = 90 \times 1,34 > 114$

$n_{max} > n_3$ so ample space available.

height $H_3 = d_o + i = 0,105 + 0,06 = 0,165$ mm.

Available height:

The available height $2.H_a$ for the primary and secondary portion is:

$2H_a = H_w(1 - 0,1) - H_3 - 2H_s = 4,8 \times 0,9 - (0,165 + 0,68)$

$2H_a = 3,475$ mm.

Height available for one primary and one secondary portion

$H_a = 3,475/2 = 1,738$ mm.

Maximum allowable winding loss for two winding portions (half the windings)

$P_{w,max} = (t/R_{th} - P_c)/2 = (40/26,5 - 0,276)/2 = 0,615$ W

Winding Design

Ideal primary:

Provisionally estimating $d_o = 1$: $T = (b_w - d_o)/N_1 = (13,4-1)/57 = 0,235$mm

From the 50kHz chart

$T = 0,235 \rightarrow d_o = 0,516$ and $p = 3$

Correcting T

$T = (13,4 - 0,516)57 = 0,226$ mm.

From the 50 kHz chart

$d_o = 0,516$ mm, $d = 0,45$ mm, p=3, $r_{ac,1,id} = 0,230\ \Omega/m$

$H_{1,id} = p(d_o + i) = 3(0,516 + 0,06) = 1,728$ mm.

Ideal (wire) secondary:

Provisionally estimating $d_o = 1$: $T = (b_w - d_0)/N_2 = (13,4 - 1)/4 = 3,10$mm

From the 50 kHz chart

$T = 3,10 \rightarrow d_o = 1,506$, $p = 0,5$

Correcting T

$T = (13,4 - 1,506)/4 = 2,974$ mm.

From the 50 kHz chart

$d_o = 1,351$ mm, $p = 0,5$

This differs from the first chart reading. Iterating further,

$T = (13,4 - 1,351)/4 = 3,012$ mm.

The 50 kHz chart gives two possible values of d_o

$d_o = 1,351$ mm and $d_o = 1,506$ mm. To avoid space problems,

take $d_{o,2,id} = 1,351$ mm, $d_{2,id} = 1,25$ mm

$r_{ac,2,id} = 0,024\ \Omega/m$

Thus

$H_{2,id} = p(d_o + i) = 0,5\ (1,351 + 0,1) = 0,726$ mm.

The total height $H_{1+2,id} = 1,728 + 0,726 = 2,454$ mm exceeds $H_a = 1,738$, so an accommodation procedure must be followed.

An accommodation table is set up as follows

Primary versions: designed with the 50 kHz chart, results listed in table.

Secondary versions: the wire version ($H_{2,id}$=0,726) can be paired with the 2-layer (H_2 max = 0,83). In the table I now try secondaries of foil conductor.

Ideal foil secondary

$$h_{id} = 3,1/\sqrt{fN} = 3,1/\sqrt{50.4} = 0,224 \text{ mm}$$

Taking b_w= 13mm, a non-ideal foil of thickness $h < h_{id}$ has a resistance of

$$r_{ac} = \left(1 + \frac{1}{3}\left(\frac{h}{0,224}\right)^4\right) \frac{1}{45.13.h}\ \Omega/m$$

Note that: $H_{2max} = H_a - H_1$

$(h+i)_{max} = H_{2,max}/N_2$

$l_{av} = 53 - 2\pi(H_a - H_1 - H_2) = 53 - 2\pi(H_{2,max} - H_2)$

$P_1 = I^2_{1,e} \cdot n_1 \cdot l_{av} \cdot r_{ac,1}$

$P_2 = I^2_{2,e} \cdot n_2 \cdot l_{av} \cdot r_{ac,2}$

$\Delta t = 26,5(2(P_1 + P_2) + P_c)$

Accomodation table (dimension mm, resistance Ω/m, powers W)

p_1	3		2		1	
N_1	57 (3x19)		57 (29+28)		57	primary
$d_{o,1}$	0,516		0,414		0,222	primary
d_1	0,450		0,355		0,180	primary
T_1	0,226		0,224		0,231	primary
$r_{ac,1}$	0,230		0,260		0,875	primary
H_1	1,728		0,948		0,282	primary
$H_{2,max}$	0,050		0,830		1,496	
$(h + i)max$	0,012		0,208		0,374	secondary
h	$(h+i)_{max}$ too small; no conductor available	0,150	critical on h+i	0,100	0,200	secondary
h + i		0,210		0,160	0,300	secondary
H_2		0,840		0,640	1,200	secondary
l_{av}		53,1		51,8	51,1	secondary
$r_{ac,2}$		0,0122		0,0171	0,0105	secondary
P_1		0,251		0,245	0,814	
P_2		0,163		0,230	0,139	
Δt		22,5		25,4	50,5	

The most suitable foil version (h=0,1, r_{ac}= 0,017) is preferable to the wire secondary (r_{ac}= 0,024). The final design is

half primary	57 turns 0,355 mm dia.	1 layer, 29 turns, 0,488 mm pitch 1 layer, 28 turns, 0,464 mm pitch
	screen	
secondary	8 turns 13 mm by 0,1 mm strip	All interleaving 0,06 mm No overlapping of interleaving between core legs.
	screen	
demagnetizing winding	114 turns 0,08 mm dia.	
half primary	57 turns 0,355 mm dia.	1 layer, 28 turns, 0,464 mm pitch 1 layer, 29 turns, 0,488 mm pitch
	CORE	

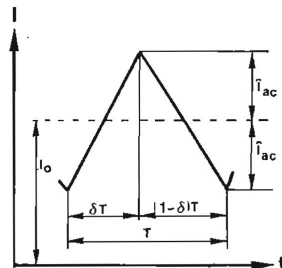
APPENDIX 1

Round copper conductors IEC grade 2					
nominal diameter d (mm)		max. overall diameter d_o (mm)	nominal cross-sect. area (mm^2)	turns per cm.	nom. resistance at 100^oC r_{dc} (ohm/m)
pref. sizes					
0,040		0,054	0,00126	170	17,68
	0,045	0,061	0,00159	152	13,98
0,050		0,068	0,00196	137	11,32
	0,056	0,076	0,00246	122	9,022
0,063		0,085	0,00312	109	7,129
	0,071	0,095	0,00396	98	5,613
0,080		0,105	0,00503	90	4,421
	0,090	0,117	0,00636	80	3,493
0,100		0,129	0,00785	73	2,829
	0,112	0,143	0,00985	66	2,256
0,125		0,159	0,0123	59	1,811
	0,140	0,176	0,0154	54	1,443
0,160		0,199	0,0201	48	1,1053
	0,180	0,222	0,0254	43	0,8733
0,200		0,245	0,0314	39	0,7073
	0,224	0,272	0,0394	35	0,5639
0,250		0,301	0,0491	32	0,4527
	0,280	0,334	0,0616	29	0,3609
0,315		0,371	0,0779	26	0,2851
	0,355	0,414	0,0990	23	0,2245
0,400		0,462	0,126	21,0	0,1768
	0,450	0,516	0,159	18,6	0,1398
0,500		0,569	0,196	16,9	0,11318
	0,560	0,632	0,246	15,2	0,09022
0,630		0,706	0,312	13,6	0,07129
	0,710	0,790	0,396	12,20	0,05613
0,800		0,885	0,503	10,85	0,04421
	0,900	0,990	0,636	9,70	0,03493
1,000		1,093	0,785	8,78	0,02829
	1,120	1,217	0,985	7,89	0,02256
1,250		1,351	1,227	7,110	0,01811
	1,400	1,506	1,539	6,375	0,01443
1,600		1,711	2,011	5,611	0,011053
	1,800	1,916	2,545	5,010	0,008733
?,000		2,120	3,142	4,528	0,007073
	2,240	2,366	3,941	4,057	0,005639
2,500		2,631	4,909	3,649	0,004527

APPENDIX 3

CHOKE WINDING DESIGN: AC-current superimposed on DC

Due to eddy-current effects an a.c. carrying winding has minimum attainable loss at a certain 'ideal' conductor size, which may act as an upper limit to conductor size at ultrasonic frequencies. Assumed: Copper conductors at 100^oC, resistivity 1/45 Ω mm^2/m (30% higher than at 20^oC) and a current waveform as shown.



b_w winding (layer) breadth, mm
d nominal wire diameter, mm
d_o overall wire diameter, mm
f frequency, kHz
F_R resistance factor R_{ac}/R_{dc}
h thickness of foil conductor, mm
H heigth of the winding, mm
H_a available winding heigth, mm
i thickness of interleaving, mm

I_e rms current at full load, A
I_o d.c. current component, A
N number of turns in winding
p number of layers
P_w winding loss, W
R_{ac} a.c. resistance, Ω
R_{dc} d.c. resistance, Ω
id ideal, subscript indicating lowest attainable loss

F parameter in calculations $F = 1{,}3\ f\ \{1 + 3\ (I_o/\hat{I}_{ac})^2\}^{-\frac{1}{2}}$ kHz.

MULTI - LAYER WIRE WINDINGS, solid round wire.

All layers have equal breadth and turns number (a difference of one turn is permitted if N/p is not integral).

1. $d_{id} = 2{,}6\ \{b_w/(N\ F)\}^{1/3}$.
2. Select nearest standard wire size (d and d_o) from table of standard wire sizes, e.g. IEC-grade 2.
3. $p_{id} = N\ d_o/(b_w - d_o)$, rounded to the next higher integral number. The rounding causes some space between the turns in the layer. If $p_{id} \geq 3$ and current density is too high: make a new design using a larger core. If $p_{id} \leq 2$: consider foil or strip conductor as well, see below. If $p_{id} \leq 1$: see single-layer windings, expression for d_{id} is not valid.
4. $H = p\ (d_o + i)$.
5. If H exceeds H_a or if current density is low:
   - reduce p by one layer,
   - select thicknest wire for which $d_o \leq p\ b_w/(N+p)$,
   - repeat from step 4 on, even if now p=1.
6. $F_R = 1 + \frac{1}{2}\ (d/d_{id})^6$. Note: F_R = 1,5 for $d = d_{id}$; $F_R \approx 1$ if $d<0{,}7d_{id}$.
7. $P_w = I^2_e\ R_{ac} = (I^2_o + \hat{I}^2_{ac}/3)\ F_R\ R_{dc}$.
   Note: d.c. resistance per metre length of wire $0{,}0283/d^2$ Ω/m.

SINGLE-LAYER WIRE WINDINGS, solid round wire.

1. Select thickest wire for which $d_o \leq b_w/\ (N + 1)$.
2. $F_R = 0{,}33\ d\ F^{\frac{1}{2}}\ N/(N + 1)$.
   Note: Valid only if $p_{id} \leq 1$, see above.
3. $P_w = I^2_e\ R_{ac} = (I^2_o + \hat{I}^2_{ac}/3)\ F_R\ R_{dc}$.
   Note: d.c. resistance per metre length of wire $0{,}0283/d^2$ Ω/m.

Remark: F_R may be high, which reduces allowable current density.

BUNCHED (LITZ) WIRE WINDINGS

Negligible eddy-current effects, but low copper density and thermal conductivity. Might be considered if the ideal wire winding fills less than half the available space. Remember the 30% higher resistance at 100^oC.

FOIL FOR STRIP WINDINGS, breadth b_w.

1. $h_{id} = 3{,}1\ (N\ F)^{-\frac{1}{2}}$.
2. $h_{min} = 0{,}8\ h_{id}/\sqrt{N}$.
3. $h_{max} = (H_a/N) - i$.
   Note: If $h_{max} < h_{min}$: try wire winding.
4. Select from the available materials a conductor thickness h, such that $h_{min} < h < h_{max}$. Aim at $h = h_{id}$.
5. $F_R = 1 + (1/3)\ .\ (h/h_{id})^4$.
   Note: F_R = 1,33 for $h = h_{id}$; $F_R \approx 1$ if $h < 0{,}6\ h_{id}$.
6. $P_w = I^2_e\ R_{ac} = (I^2_o + \hat{I}^2_{ac}/3)\ F_R\ R_{dc}$.
   Note: d.c. resistance per metre length of foil $1/(45\ b_w\ h)$ Ω/m.

APPENDIX 2

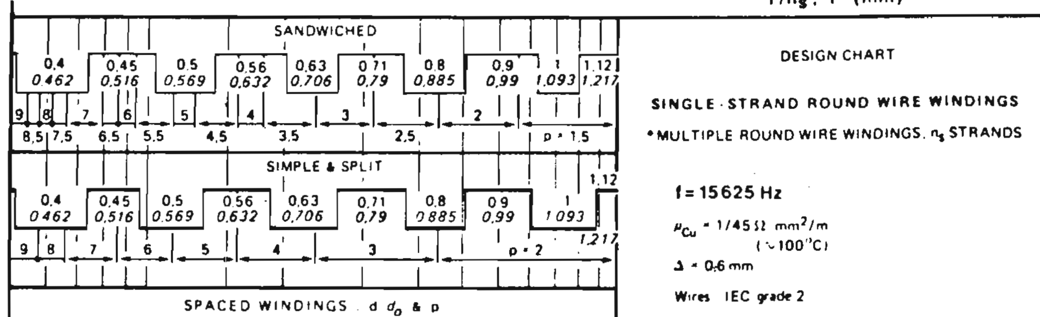
Principal core data for switched-mode power supplies

A_c minimum core cross-sectional area
A_e effective core cross-sectional area.
V_e effective core volume
V_a apparent core volume
l_e effective magnetic path length.
C_1 core constant l_e/A_e
b breadth of winding window
H_w height of winding window
l_{av} average turn length
b_{cw} breadth of core window
H_{cw} heigth of core window
R_{th} thermal resistance between hottest core-spot and ambient.

PRINCIPAL CORE DATA FOR SWITCHED-MODE POWER SUPPLIES

Core type	A_C mm^2	A_e mm^2	V_e 10^3 mm^3	V_a 10^3 mm^3	ℓ_e mm	C_1 mm^{-1}	b mm	H_w mm	l_{av} mm	b_{CW} mm	H_{CW} mm	R_{th} +) K/W
EC35/17/10	66,5	84,3	6,53	4,58	77,4	0,918	21,4	4,6	53	23,8	6,2	26,5
EC41/19/12	100	121	10,8	8,74	89,3	0,735	24,4	5,5	62	27,0	7,2	23,6
EC52/24/14	134	180	18,8	10,9	105	0,581	28,2	7,5	70	31,0	9,2	15,0
EC70/34/17	201	279	40,1	19,8	144	0,514	41,3	11,5	96	44,6	13,3	9,8
EE20/20/5	31,2	31,2	1,34	1,34	42,8	1,37	10,5	3,0	38	12,6	3,8	-
EE25/25/7	55,0	55,0	3,16	3,16	57,5	1,05	-	-	-	17,4	4,8	-
EE30/30/7	59,7	59,7	4,00	4,00	60,9	1,12	16,3	4,8	56	19,4	6,1	-
EE42/42/15	182	182	17,6	17,6	97,0	0,534	26,2	6,8	93	29,6	8,6	-
EE42/42/20	236	236	23,1	23,1	98,0	0,415	-	-	-	29,6	8,6	-
EE42/54/20	236	236	28,8	28,8	122	0,517	-	-	-	41,5	8,6	-
EE42/66/20	236	236	34,5	34,5	146	0,619	-	-	-	53,5	8,6	-
EE55/55/21	354	354	43,7	43,7	123	0,348	32,5	7,7	116	37,0	10,1	-
EE55/55/25	420	420	52,0	52,0	123	0,293	-	-	-	37,0	10,1	-
EE65/66/27	532	532	78,2	78,2	147	0,275	38,6	10,2	150	44,4	12,1	-
UU15/22/6	30,0	30,0	1,44	1,44	48,0	1,60	10,0	4,0	45	11,5	5,0	-
UU20/32/7	56,0	56,0	3,80	3,80	68,0	1,21	14,5	5,5	57	16,0	6,0	-
UU25/40/13	100	100	8,60	8,60	86,0	0,860	19,0	7,0	75	22,0	8,0	-
UU30/50/16	157	157	17,4	17,4	111	0,707	26,0	9,0	104	29,0	10,0	-
UU64/79/20	290	290	61,0	61,0	210	0,724	-	-	-	50,2	23,2	-
UI93/104/30	780	780	200	200	254	0,326	-	-	-	47,1	34,6	-
UU93/128/30	780	780	235	235	302	0,387	-	-	-	70,7	34,6	-
UU93/152/30	780	780	273	273	350	0,449	-	-	-	94,2	34,6	-

+) guidance values for I.E.C. Isolation Class 2, for I.E.C. Class 0, multiply values by 2/3.



r_{ac}
$^{*}n_s r_{ac}$
(Ω/m)
p = 5 4 3,5 3 2,5 2 1,5 1
p = 0.5
0.2 nominal wire diameter d
0.245 max. overall wire diameter d_o
0.224 0.272
0.25 0.301
0.28 0.334
0.315 0.371
0.355 0.414
0.4 0.462
0.45 0.516
0.5 0.569
0.56 0.632
0.63 0.706
0.71 0.790
0.8 0.885
0.9 0.990
1 1.093
1.12 1.217
1.25 1.351
1.4 1.506
1.6 1.711
1.8 1.916
2 2.120
2.24 2.366
2.5 2.631
d d_o
1.12 1.217
1.25 1.351
1.4 1.506
1.6 1.711
1.8 1.916
2 2.120
2.24 2.366
2.5 2.631
see text 'WINDING PRACTICE'
PHILIPS
$^{*}T/n_s$, T (mm)
SANDWICHED
0.4 0.462 | 0.45 0.516 | 0.5 0.569 | 0.56 0.632 | 0.63 0.706 | 0.71 0.79 | 0.8 0.885 | 0.9 0.99 | 1 1.093 | 1.12 1.217
9 8 7 6 5 4 3 2
8.5 7.5 6.5 5.5 4.5 3.5 2.5 p = 1.5
SIMPLE & SPLIT
0.4 0.462 | 0.45 0.516 | 0.5 0.569 | 0.56 0.632 | 0.63 0.706 | 0.71 0.79 | 0.8 0.885 | 0.9 0.99 | 1 1.093 | 1.12 1.217
9 8 7 6 5 4 3 p = 2
SPACED WINDINGS d d_o & p
DESIGN CHART
SINGLE-STRAND ROUND WIRE WINDINGS
* MULTIPLE ROUND WIRE WINDINGS, n_s STRANDS
f = 15625 Hz
ρ_{Cu} = 1/45 Ω mm²/m (≈100°C)
Δ = 0.6 mm
Wires IEC grade 2

7Z79129

r_{ac} (Ω/m)

p = 5 4 3.5 3 2.5 2 1.5 1

p = 0.5

0.2 nominal wire diameter d
0.245 max. overall wire diameter d_o

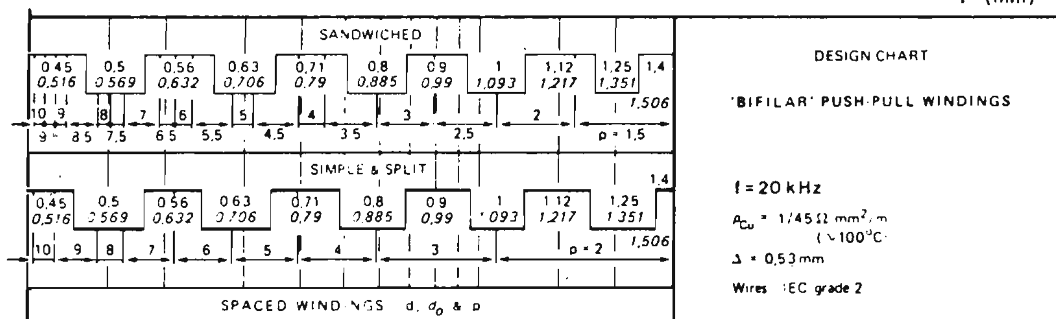
0.224 0.272
0.25 0.301
0.28 0.334
0.315 0.371
0.355 0.414
0.4 0.462
0.45 0.516
0.5 0.569
0.56 0.632
0.63 0.706
0.71 0.790
0.8 0.885
0.9 0.990
1 1.093
1.12 1.217
1.25 1.351
1.4 1.506
1.6 1.711
1.8 1.916
2 2.120
2.24 2.366
2.5 2.631

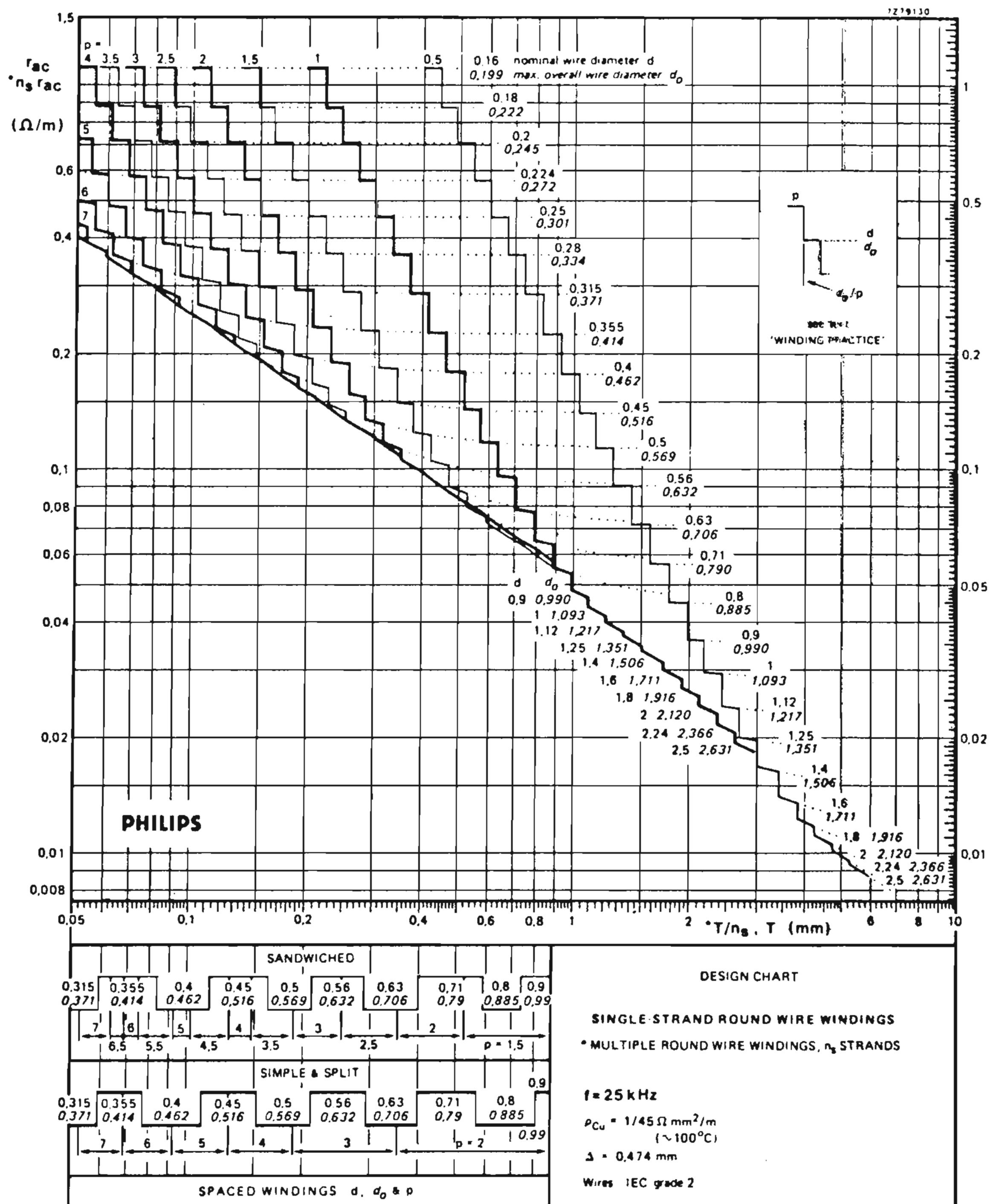
d d_o
1.4 1.506
1.6 1.711
1.8 1.916
2 2.120
2.24 2.366
2.5 2.631

d
d_o
$2d_o/p$
see text 'WINDING PRACTICE'

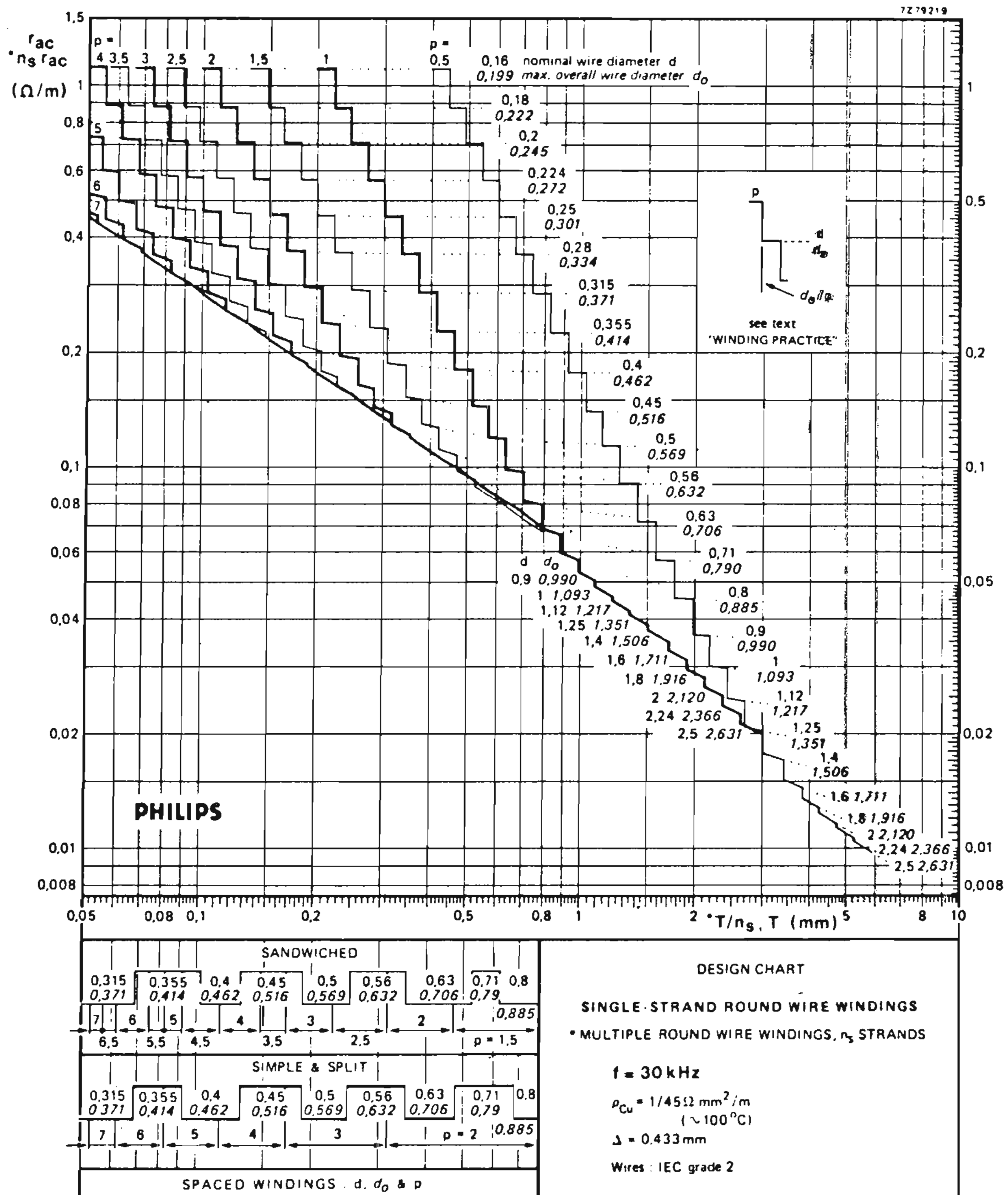
PHILIPS

T (mm)

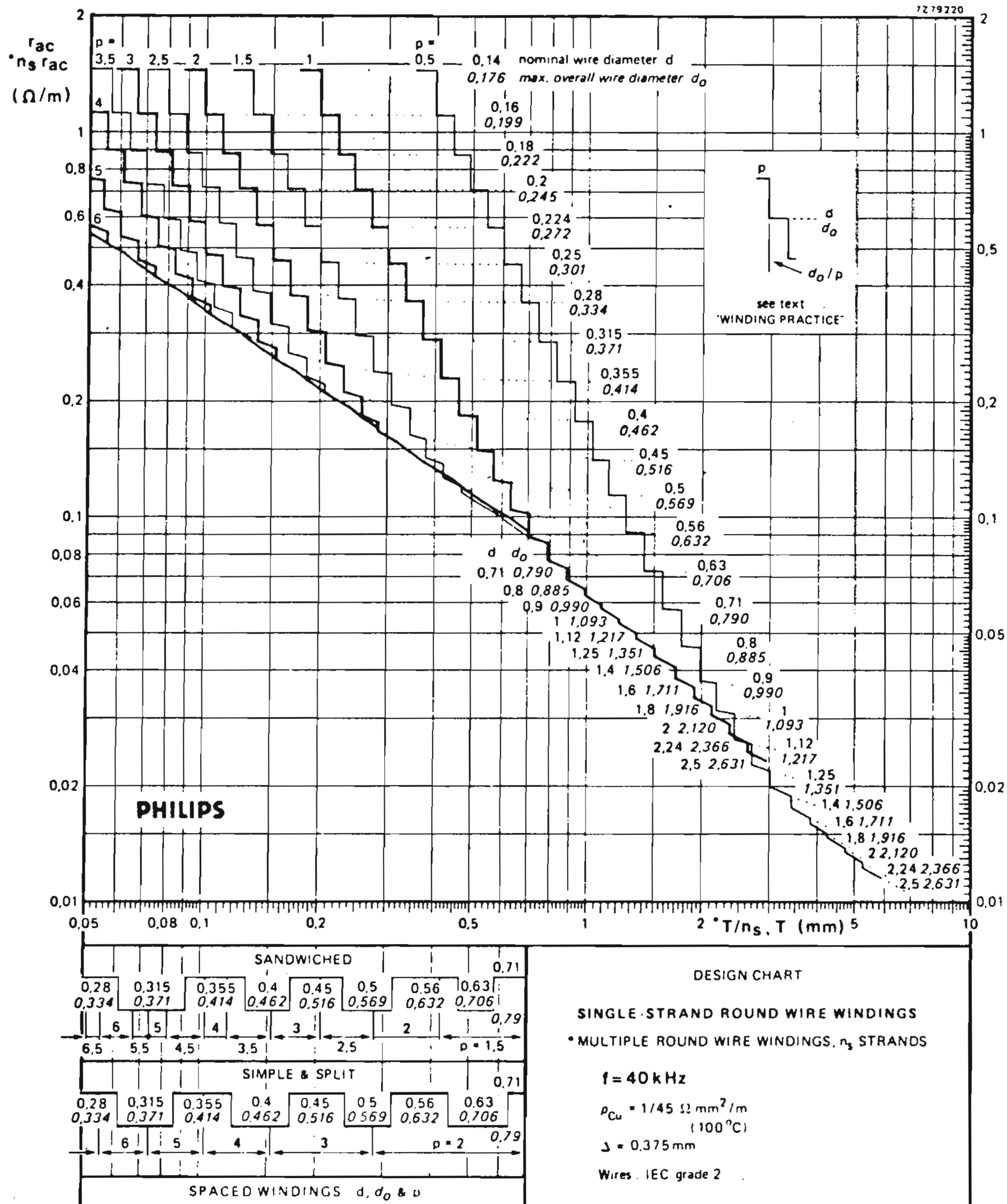




DESIGN CHART
SINGLE-STRAND ROUND WIRE WINDINGS
* MULTIPLE ROUND WIRE WINDINGS, n_s STRANDS
f = 25 kHz
ρ_{Cu} = 1/45 Ω mm²/m
(~100°C)
Δ = 0,474 mm
Wires IEC grade 2
PHILIPS
r_{ac}
$*n_s r_{ac}$
(Ω/m)
*T/n_s, T (mm)
0.16 nominal wire diameter d
0.199 max. overall wire diameter d_o
SANDWICHED
SIMPLE & SPLIT
SPACED WINDINGS d, d_o & p
see text
'WINDING PRACTICE'



7Z79219
r_{ac}
$^{*}n_s r_{ac}$
(Ω/m)
p =
4 3,5 3 2,5 2 1,5 1
p =
0,5
0,16 nominal wire diameter d
0,199 max. overall wire diameter d_o
see text
'WINDING PRACTICE'
PHILIPS
$^{*}T/n_s$, T (mm)
SANDWICHED
SIMPLE & SPLIT
SPACED WINDINGS . d, d_o & p
DESIGN CHART
SINGLE-STRAND ROUND WIRE WINDINGS
* MULTIPLE ROUND WIRE WINDINGS, n_s STRANDS
f = 30 kHz
ρ_{Cu} = 1/45 Ω mm²/m
(∼100 °C)
Δ = 0.433 mm
Wires : IEC grade 2



7Z79220
r_{ac}
$*n_s r_{ac}$
(Ω/m)
p =
3,5 3 2,5 2 1,5 1
p =
0,5
0,14 nominal wire diameter d
0,176 max. overall wire diameter d_o
0,16
0,199
0,18
0,222
0,2
0,245
0,224
0,272
0,25
0,301
0,28
0,334
0,315
0,371
0,355
0,414
0,4
0,462
0,45
0,516
0,5
0,569
0,56
0,632
0,63
0,706
0,71
0,790
0,8
0,885
0,9
0,990
1
1,093
1,12
1,217
1,25
1,351
1,4 1,506
1,6 1,711
1,8 1,916
2 2,120
2,24 2,366
2,5 2,631
d d_o
0,71 0,790
0,8 0,885
0,9 0,990
1 1,093
1,12 1,217
1,25 1,351
1,4 1,506
1,6 1,711
1,8 1,916
2 2,120
2,24 2,366
2,5 2,631
p
d
d_o
d_o/p
see text 'WINDING PRACTICE'
PHILIPS
$*T/n_s$, T (mm)
SANDWICHED
0,28 0,315 0,355 0,4 0,45 0,5 0,56 0,63 0,71
0,334 0,371 0,414 0,462 0,516 0,569 0,632 0,706 0,79
6,5 6 5,5 5 4,5 4 3,5 3 2,5 2 p = 1,5
SIMPLE & SPLIT
0,28 0,315 0,355 0,4 0,45 0,5 0,56 0,63 0,71
0,334 0,371 0,414 0,462 0,516 0,569 0,632 0,706 0,79
6 5 4 3 p = 2
SPACED WINDINGS d, d_o & p
DESIGN CHART
SINGLE-STRAND ROUND WIRE WINDINGS
* MULTIPLE ROUND WIRE WINDINGS, n_s STRANDS
f = 40 kHz
ρ_{Cu} = 1/45 Ω mm²/m (100°C)
Δ = 0,375 mm
Wires: IEC grade 2

r_{ac}
$^{*}n_s r_{ac}$
(Ω/m)

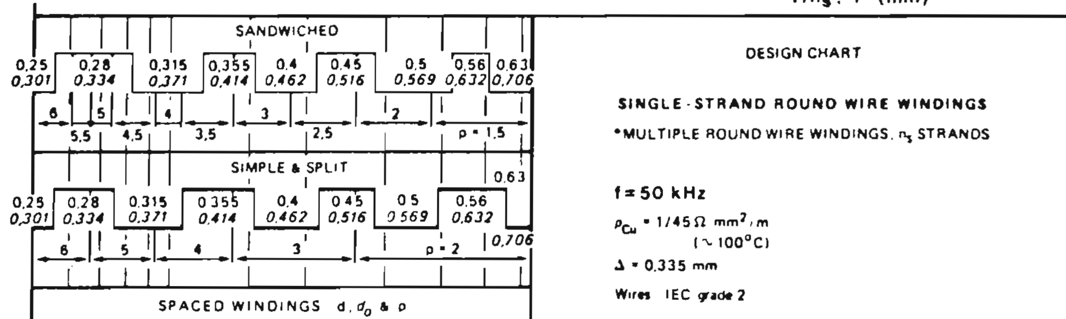
p = 3.5 3 2.5 2 1.5 1 p = 0.5

0.14 nominal wire diameter d
0.176 max. overall wire diameter d_o

see text 'WINDING PRACTICE'

PHILIPS

$^{*}T/n_s$, T (mm)



7Z79218

r_{ac}
$^{*}n_s r_{ac}$
(Ω/m)

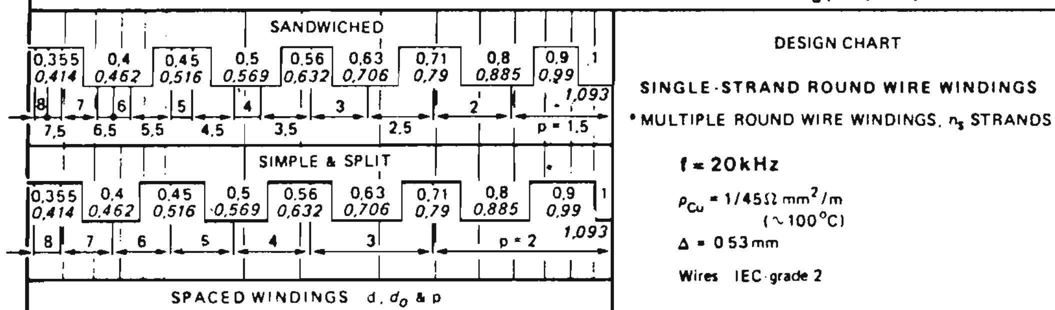
p = 5 4 3,5 3 2,5 2 1,5 1 p = 0,5

0,2 nominal wire diameter d
0,245 max. overall wire diameter d_o

see text 'WINDING PRACTICE'

PHILIPS

$^{*}T/n_s$, T (mm)



Design charts for power chokes on ferroxcube 3C8 cores with air gap

Authors: F.C. Geerlings, J. Jongsma

Introduction

In a switched-mode power supply the choke must have a certain minimum inductance L_{min} and it must be able to conduct a maximum peak current $\hat{I}$ without getting saturated. This current consists of an ultrasonic frequency ac component of known magnitude, superimposed on the dc load current. Such dc-biased chokes generally require an air gap in the magnetic flux path to prevent saturation of the core material.

Ferroxcube 3C8 is at present the most suitable core material for these chokes. The charts are based on a maximum flux density of 0,32T at 100°C. They can also be used for other values of $\hat{B}$. Because $\hat{B}$ and $\hat{I}$ are proportional, the charts can then be used as if the current were $0{,}32\hat{I}/\hat{B}$.

At temperatures below 100°C the material permeability is higher than at the design temperature, which results in a higher value of $\hat{B}$ for given current and turns number. But the allowable flux density increases adequately to prevent saturation at lower temperature.

The magnetic properties of the core material are not only dependent on temperature, they also vary from piece to piece. In the design charts these spreads have been taken into account. In fact, the user is not bothered with magnetic properties at all. He starts with the electrical quantities $\hat{I}$ and L_{min}, he ends with all data required for the construction: core size, spacer thickness (the tolerance of which is taken into account), turns number and winding geometry. This makes these design aids very convenient for an electrically orientated designer.

The cores were devided into three groups, depending on their shape:

The UU/UI-series, the UU-cores consisting of two U-shaped core halves, the UI-core being a combination of a U-shaped and an I-shaped part. This series will usually lead to an economic design.

The EE-series, in which each core consists of two E-shaped core halves. The choice for this shape may be based on considerations such as e.g. more suitable overall dimensions for the particular design case.

The EC-series, although specially designed for transformers, might be attractive for chokes also, e.g. because of their coil formers or because their use for both transformers and chokes leads to type reduction.

Transformers for S.M.P.S. of the flyback type can also be designed with these charts. Their cores also require a spacer since they are also dc-biased. The pulse current in the transformer windings contains stronger harmonics of the switching frequency than the current waveform assumed for chokes. Therefore the ideal conductor sizes are probably somewhat overestimated in the given design procedures for choke windings.

CHOKE CORE SELECTION CHARTS

Selection procedure

1. Values of $\hat{I}$ and L_{min} being given, calculate $\hat{I}^2L_{min}$.
2. Make a - perhaps preliminary - choice of a core shape (UU/UI-, EE- or EC-series) and enter a horizontal line representing $\hat{I}^2L_{min}$ into the core selection chart for that core shape.
3. Select a suitable core, remembering that its working point must be above the horizontal line just entered and below the $(\hat{I}^2L)_{max}$-curve of that core, at the right hand side of the intersection (the intersection is perhaps at the left hand side of the plotted part of the curve).

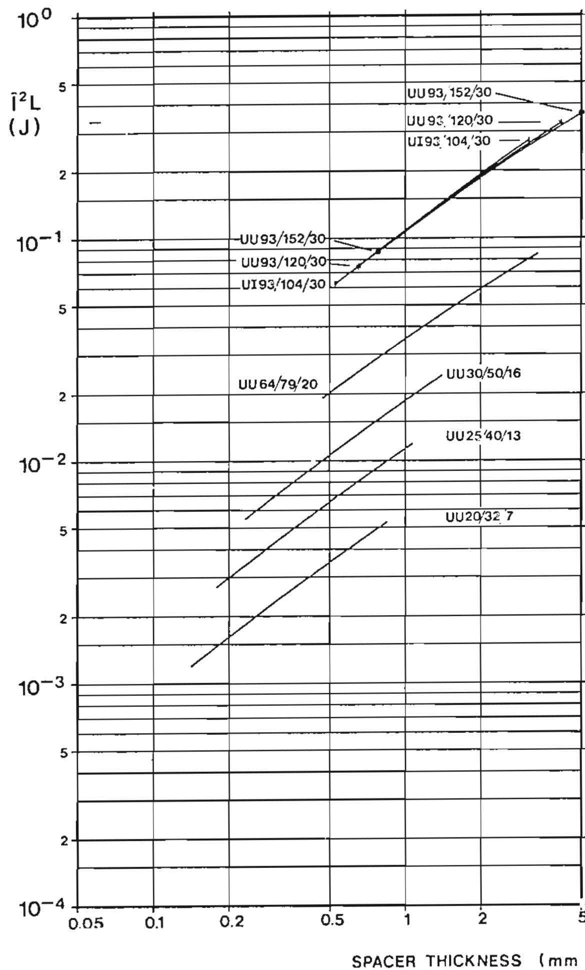
CHOKE DESIGN PROCEDURE

It is assumed that a proper core size has been selected by means of the core selection chart for the chosen core shape.
This procedure determines spacer and winding.

1. As in the core selection procedure, enter a horizontal line for $\hat{I}^2L_{min}$ into the chart for the selected core type.
   The working point should be above this line and below its $(\hat{I}^2L)_{max}$-curve, that is, between the lines SP and SQ in the figure.
2. Select a suitable spacer, nominal thickness s. Draw vertical lines for s_{min} and s_{max}, where $s_{max}-s_{min}$ is the tolerance field of spacer and adhesive.

Usually more than one core size can be considered. The choice can be based on the following considerations:

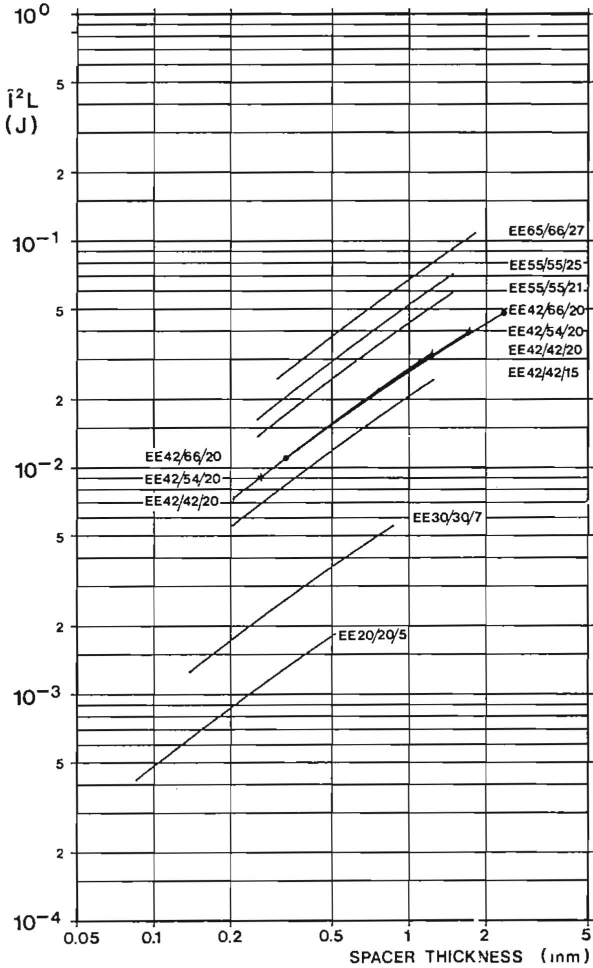
LARGER CORE with THINNER SPACER	compared with	SMALLER CORE with THICKER SPACER
Volume, winding window area and cooling area are		
greater		*smaller*.
Due to air gap size, with its influence on effective permeability, required turns number and thus probably also length of wire is		
smaller		*greater*.
Winding window area and turns number co-operate in making maximum wire diameter		
greater		*smaller*.
Wire diameter and length both work out towards		
smaller		*greater*
winding loss for a given current, the effect of which on temperature rise is even strengthened by different cooling areas.		



CHOKE CORE SELECTION CHART, UU/UI-series, ferroxcube 3C8

The curves show twice the energy that can be stored, while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100^0C).

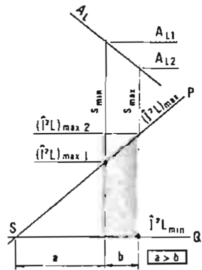
In practical designs the spacer thickness will be greater than indicated here.



CHOKE CORE SELECTION CHART, EE-series, ferroxcube 3C8

The curves show twice the energy that can be stored, while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100^0C).

In practical designs the spacer thickness will be greater than indicated here.



To make $N_{max} > N_{min}$ it is necessary that distance a (see figure) is larger than distance b. The position of the working point is now further limited to the shaded trapezoid.

For guidance: Using well deburred spacer shims with two layers of epoxy, the thickness per layer of adhesive was found to vary from 10 to 20 µm.

3. Read for s_{min} values of $(\hat{I}^2L)_{max1}$ and A_{L1} from the curves. The maximum turns number to avoid saturation

$$N_{max} = \sqrt{\frac{(\hat{I}^2L)_{max1}}{\hat{I}^2 A_{L1}}}$$

N_{max} is determined for the upper left corner of the trapezoid.

4. Read for s_{max} the value of A_{L2}. The minimum turns numberfor the required inductance is

$$N_{min} = \sqrt{\frac{L_{min}}{A_{L2}}}$$

N_{min} is determined for the lower right corner of the trapezoid.

5. Determine an integral turns number N between N_{min} and N_{max}.

No such number can be found if the ratio a/b is too small.

6. Finally determine the geometry of the winding.

Winding design procedures are given on the next page.

In case several designs are to be made with a given core type, design effort can be saved by preparing a table as shown below.

a) Standardize a range of spacers and enter their nominal thicknesses in column 1.

b) For each spacer read $\hat{I}^2L_{max1}$ and A_{L1} for s_{min}
and $\hat{I}^2L_{max2}$ and A_{L2} for s_{max}.

Then calculate

$$[\hat{I}^2L_{min}]_{max} = (\hat{I}^2L)_{max1} \cdot \frac{A_{L2}}{A_{L1}}$$

This is the value of $\hat{I}^2L_{min}$ for which a = b.

$$\hat{I}N_{max} = \sqrt{\frac{(\hat{I}^2L)_{max1}}{A_{L1}}}$$

$$\frac{N_{min}}{\sqrt{L_{min}}} = \sqrt{\frac{1}{A_{L2}}}$$

Spacer	$[\hat{I}^2L_{min}]_{max}$	$\hat{I}N_{max}$	$\frac{N_{min}}{\sqrt{L_{min}}}$
1	2	3	4
0.1	2.63 . 10^{-3}	55.2	1147
0.2	4.05 . 10^{-3}	94.0	1452
etc.			
mm	J	A	$H^{-½}$

Enter the results of these calculations in columns 2, 3 and 4.

Once this table ready, no further graph readings are required:

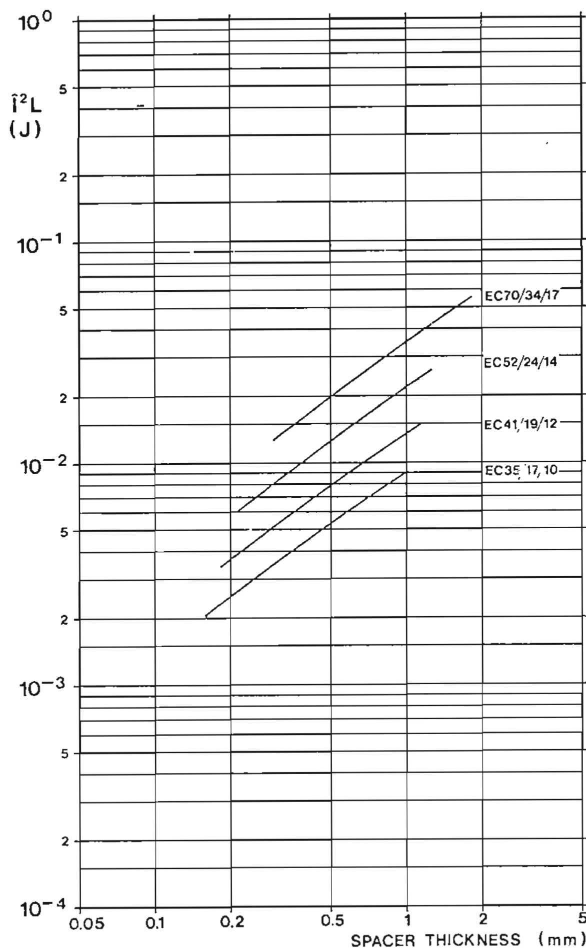
. Select a spacer for which $[\hat{I}^2L_{min}]_{max}$ in column 2 exceeds the design value of $\hat{I}^2L_{min}$.

. Calculate N_{max}, dividing the value in column 3 by $\hat{I}$.

. Calculate N_{min} by multiplying the value in column 4 with $\sqrt{L_{min}}$.

. Determine N, such that $N_{min} < N < N_{max}$.

. Finally determine the geometry of the winding.



CHOKE CORE SELECTION CHART, EC-series, ferroxcube 3C8

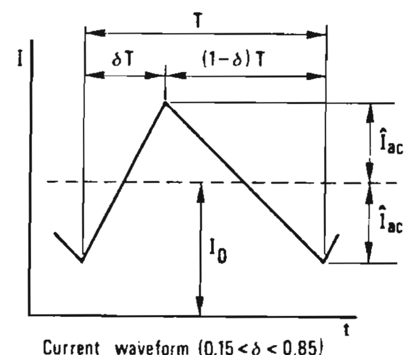
The curves show twice the energy that can be stored, while flux density $\hat{B}$ wil not exceed its recommeded maximum (320 mT at 100^0C).
In practical designs the spacer thickness will be greater than indicated here

WINDING DESIGN

Due to eddy-current effects an a.c. carrying winding has minimum attainable loss at a certain 'ideal' conductor size, which may act as an upper limit to conductor size at ultrasonic frequencies.

Assumed: Copper conductors at 100^0C, resistivity 1/45 $\Omega\,mm^2/m$ (30% higher than at 20^0C) and a current waveform as shown.

b_w	winding (layer) breadth, mm	I_e	rms current at full load, A
d	nominal wire diameter, mm	I_o	d.c. current component, A
d_o	overall wire diameter, mm	N	number of turns in winding
f	frequency, kHz	p	number of layers
F_R	resistance factor R_{ac}/R_{dc}	P_w	winding loss, W
h	thickness of foil conductor, mm	R_{ac}	a.c. resistance, Ω
H	height of the winding, mm	R_{dc}	d.c. resistance, Ω
H_a	available winding height, mm	id	ideal, subscript indicating lowest attainable loss
i	thickness of interleaving, mm		



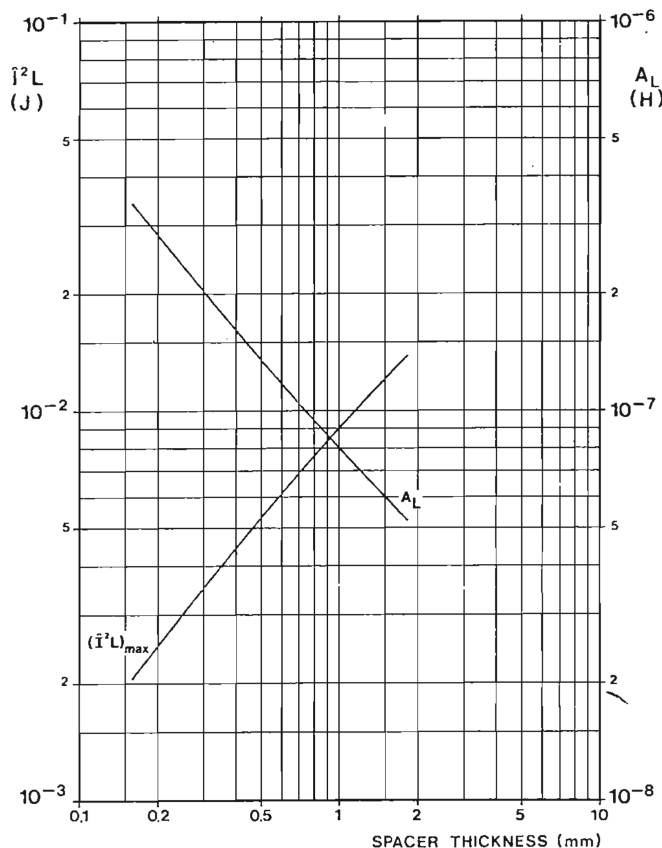
Current waveform (0.15 < δ < 0.85)

$F = 1{,}3\ f\ [1+3(I_o/\hat{I}_{ac})^2]^{-\frac{1}{2}}$, parameter in calculations, kHz

MULTI-LAYER WIRE WINDINGS, solid round wire.

All layers have equal breadth and turns number (a difference of one turn is permitted if N/p is not integral).

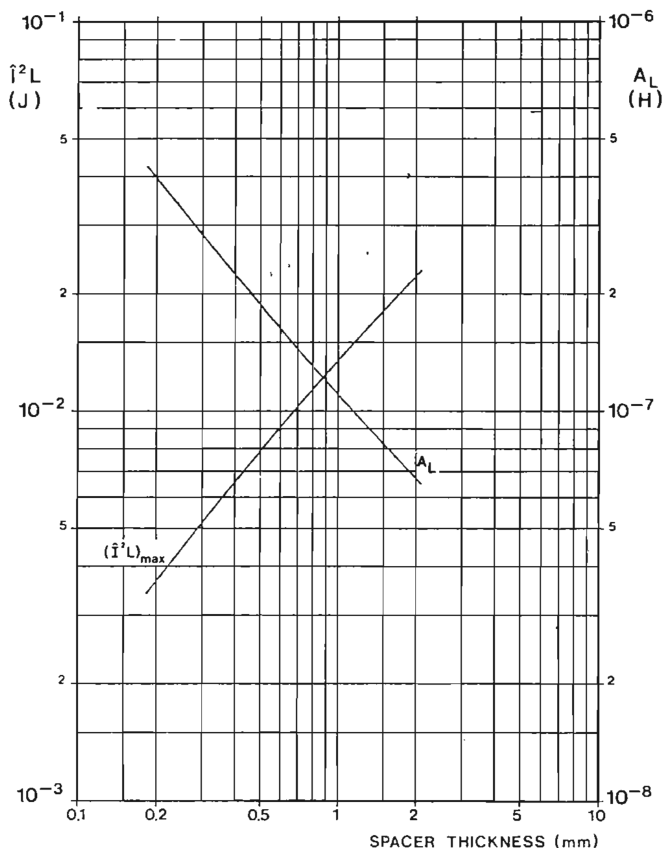
1. $d_{id} = 2{,}6\ [b_w/(N\ F)]^{1/3}$.
2. Select nearest standard wire size (d and d_o) from table of standard wire sizes, e.g. IEC-grade 1.
3. $p_{id} = N\ d_o/(b_w - d_o)$, rounded to the next higher integral number. The rounding causes some space between the turns in the layer.
   If $p_{id} \geq 3$ and current density is too high: make new design using a larger core.
   If $p_{id} \leq 2$: consider foil or strip conductor as well, see below.
   If $p_{id} \leq 1$: see single-layer windings, expression for d_{id} is not valid.
4. $H = p\ (\ d_o + i\ )$.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EC35/17/10 , ferroxcube 3C8

Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EC41/19/12 , ferroxcube 3C8

Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.

5. If H exceeds H_a or if current density is low:
   - reduce p by one layer,
   - select thickest wire for which $d_o \le p\ b_w/(\ N + p\ )$,
   - repeat from step 4 on, even if now p = 1.
6. $F_R = 1 + \frac{1}{2}\ (\ d\ /\ d_{id}\ )^6$. Note: $F_R = 1,5$ for $d = d_{id}$; $F_R \approx 1$ if $d < 0,7\ d_{id}$.
7. $P_w = I_e^2\ R_{ac} = (\ I_o^2 + \hat{I}_{ac}^2/3\ )\ F_R\ R_{dc}$. Note: d.c. resistance per metre length of wire $0,0283/d^2$ Ω/m.

SINGLE-LAYER WIRE WINDINGS, solid round wire.

1. Select thickest wire for which $d_o \le b_w\ /\ (\ N + 1\ )$.
2. $F_R = 0,33\ d\ F^{\frac{1}{2}}\ N/(N+1)$. Note: Valid only if $p_{id} \le 1$, see above.
3. $P_w = I_e^2\ R_{ac} = (\ I_o^2 + \hat{I}_{ac}^2/3\ )\ F_R\ R_{dc}$. Note: d.c. resistance per metre length of wire $0,0283/d^2$ Ω/m.

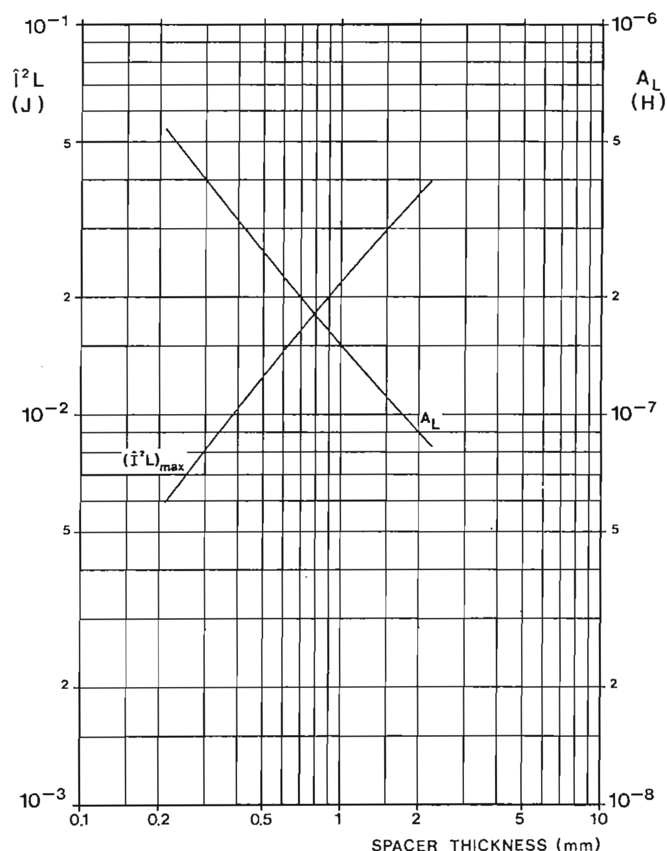
Remark: F_R may be high, which reduces allowable current density.

BUNCHED (LITZ) WIRE WINDINGS.

Negligible eddy-current effects, but low copper density and thermal conductivity. Might be considered if the ideal wire winding fills less than half the available space. Remember the 30% higher resistance at 100 °C.

FOIL OR STRIP WINDINGS, breadth b_w.

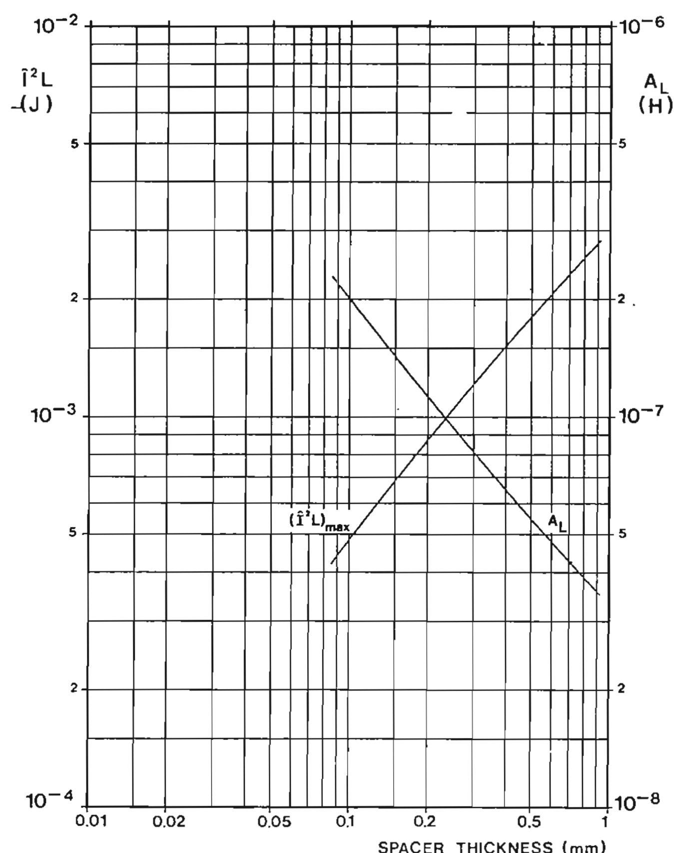
1. $h_{id} = 3,1\ (N\ F)^{-\frac{1}{2}}$.
2. $h_{min} = 0,8\ h_{id}\ /\sqrt{N}$.
3. $h_{max} = (\ H_a\ /\ N\ ) - i$. Note: If $h_{max} < h_{min}$: try wire winding.
4. Select from the available materials a conductor thickness h, such that $h_{min} < h < h_{max}$. Aim at $h = h_{id}$.
5. $F_R = 1 + (\ 1/3\ ).(\ h\ /\ h_{id}\ )^4$. Note: $F_R = 1,33$ for $h = h_{id}$; $F_R \approx 1$ if $h < 0,6\ h_{id}$.
6. $P_w = I_e^2\ R_{ac} = (\ I_o^2 + \hat{I}_{ac}^2/3\ )\ F_R\ R_{dc}$. Note: d.c. resistance per metre length of foil $1/(45\ b_w\ h\ )$ Ω/m.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EC52/24/14 , ferroxcube 3C8

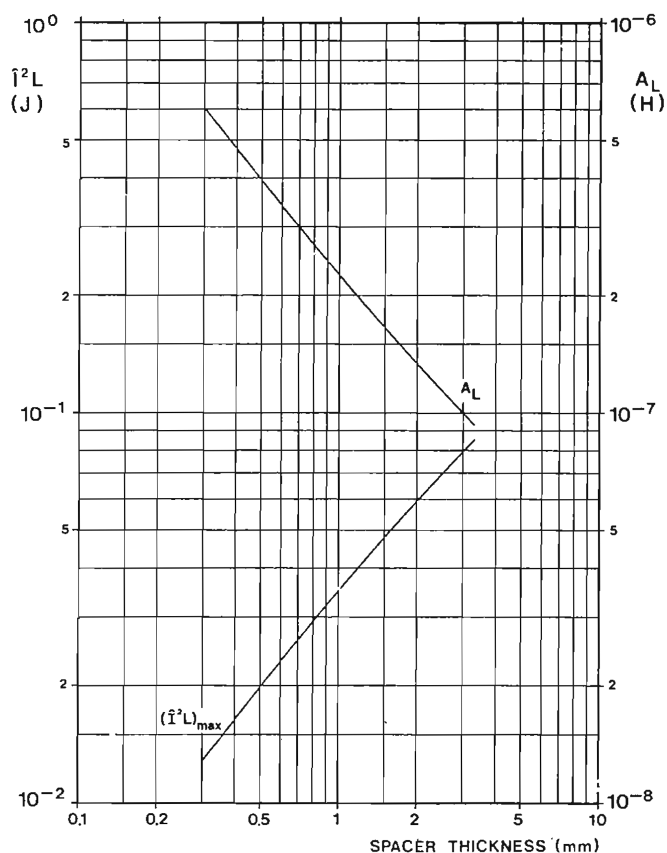
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EE20/20/5 , ferroxcube 3C8

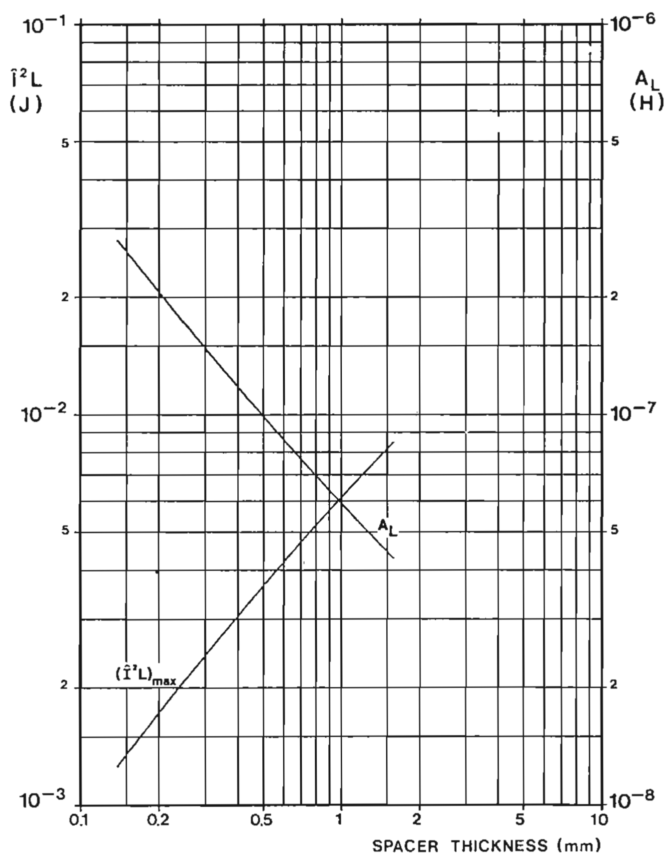
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EC70/34/17 , ferroxcube 3C8

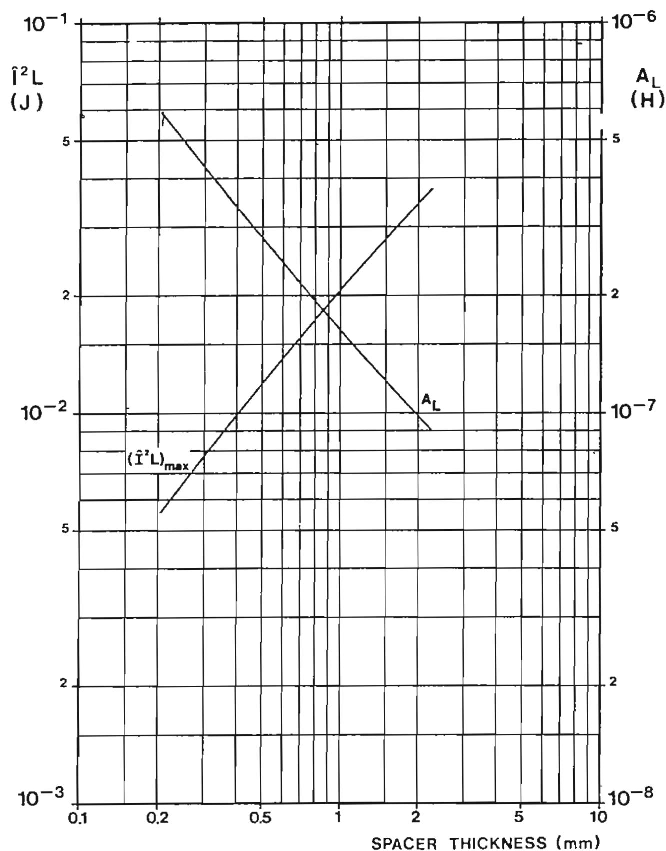
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EE30/30/7 , ferroxcube 3C8

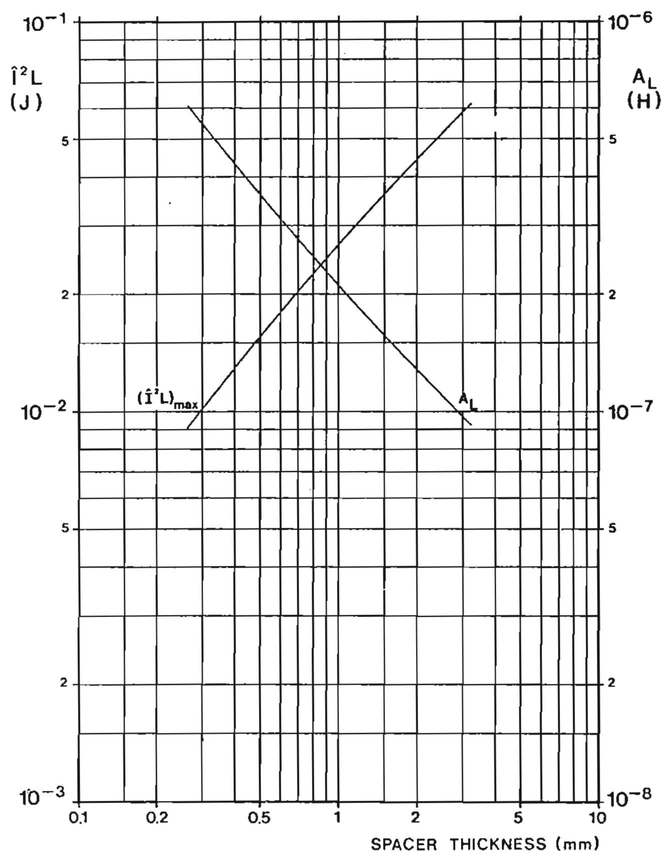
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EE42/42/15 , ferroxcube 3C8

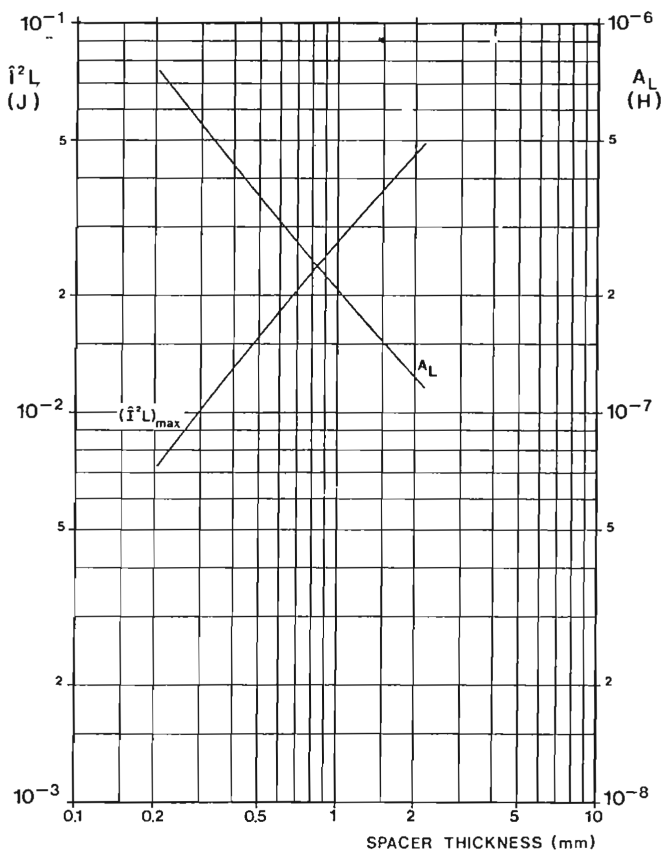
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EE42/54/20 , ferroxcube 3C8

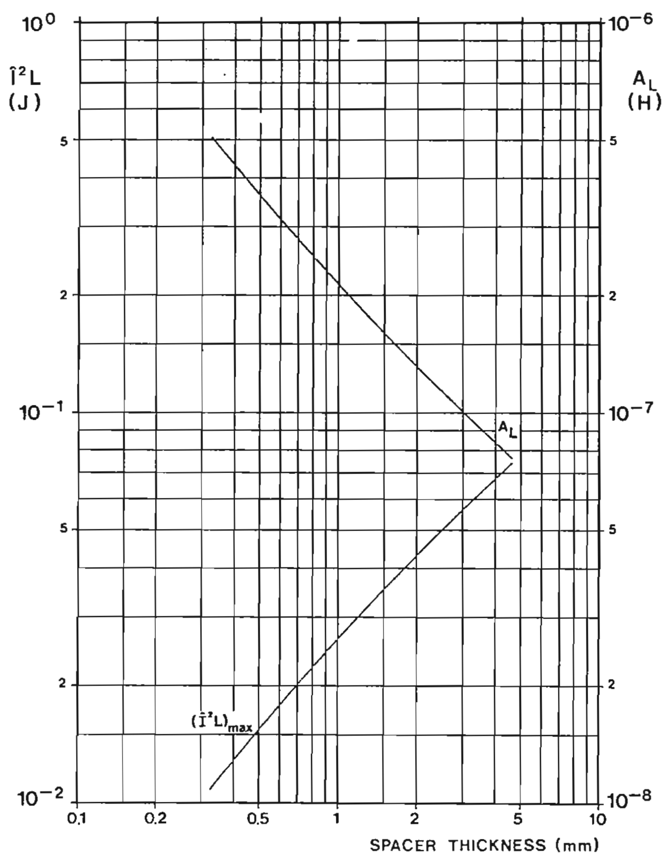
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EE42/42/20 , ferroxcube 3C8

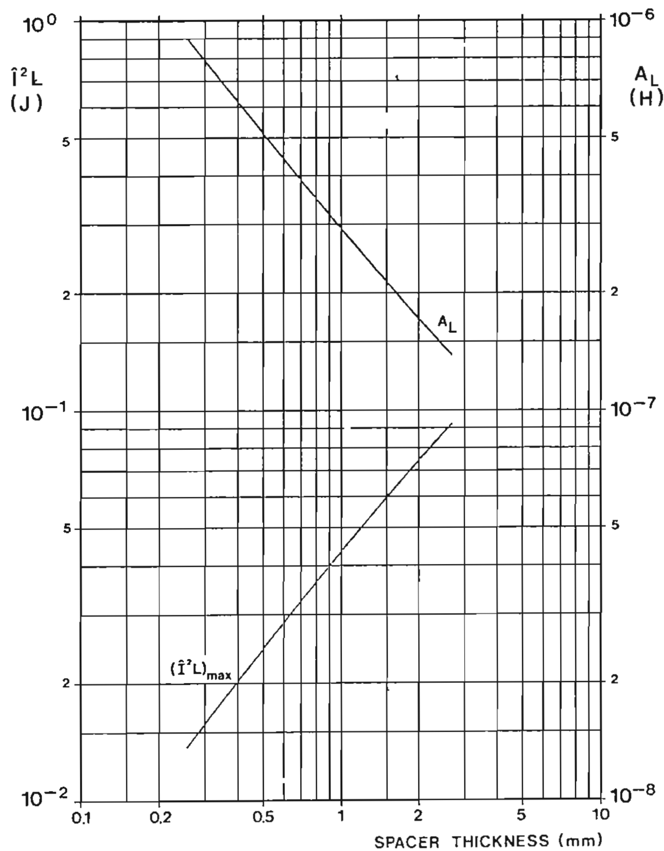
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EE42/66/20 , ferroxcube 3C8

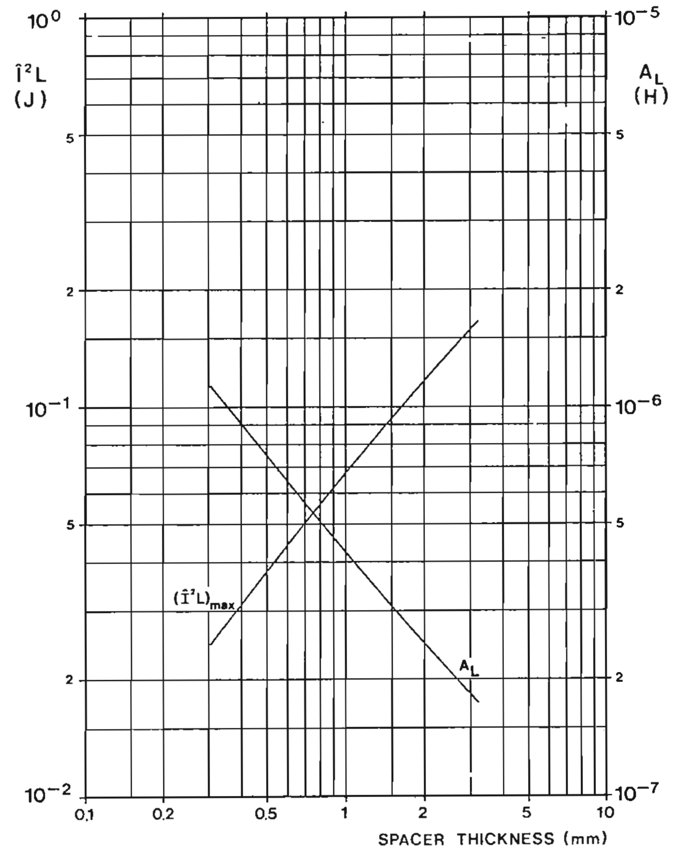
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EE55/55/21 , ferroxcube 3C8

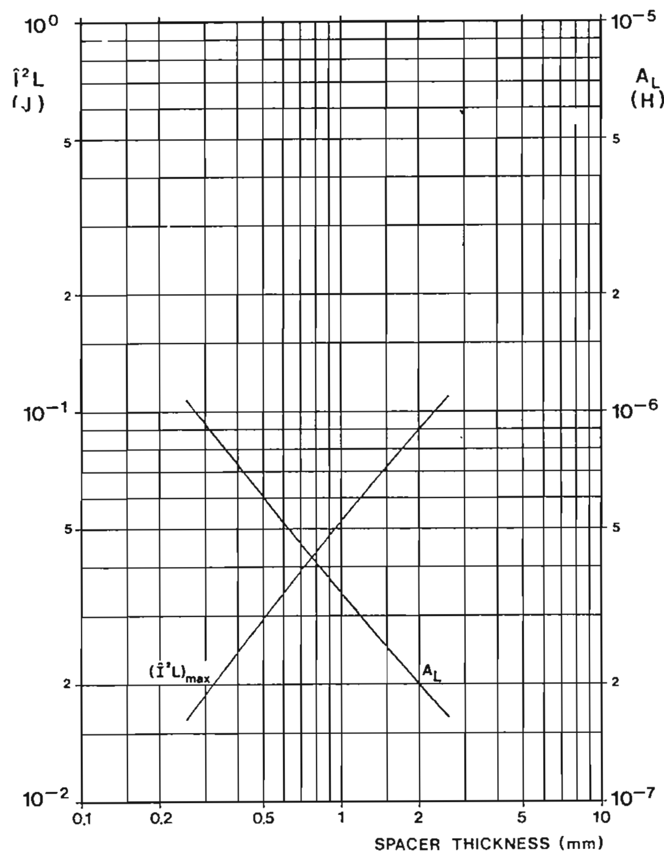
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EE65/66/27 , ferroxcube 3C8

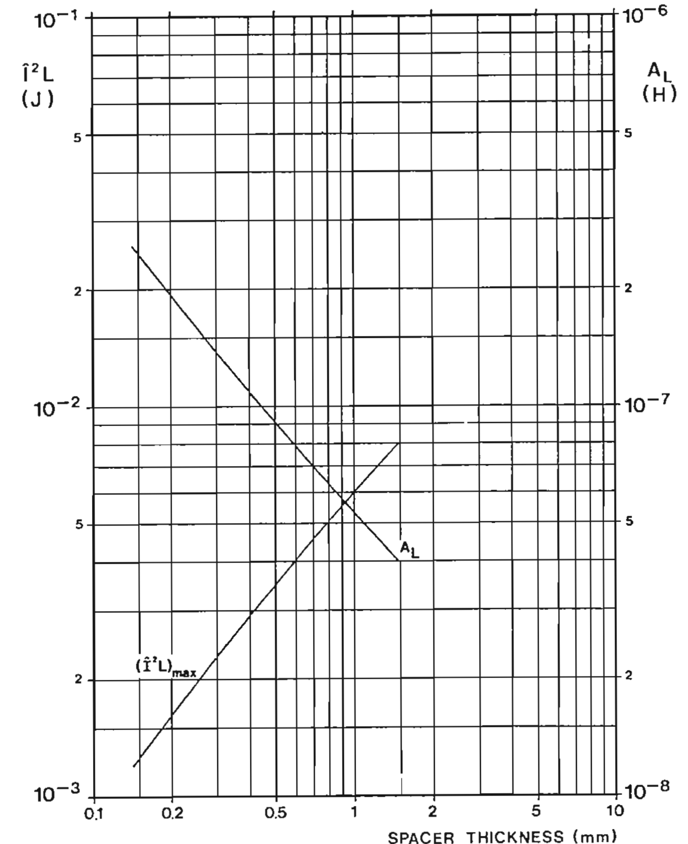
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size EE55/55/25 , ferroxcube 3C8

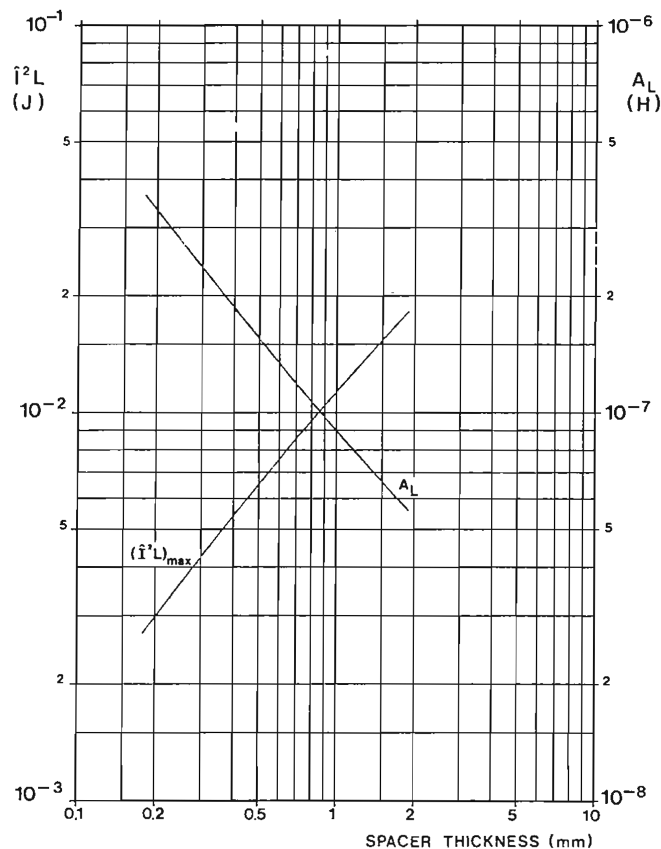
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size UU20/32/7 , ferroxcube 3C8

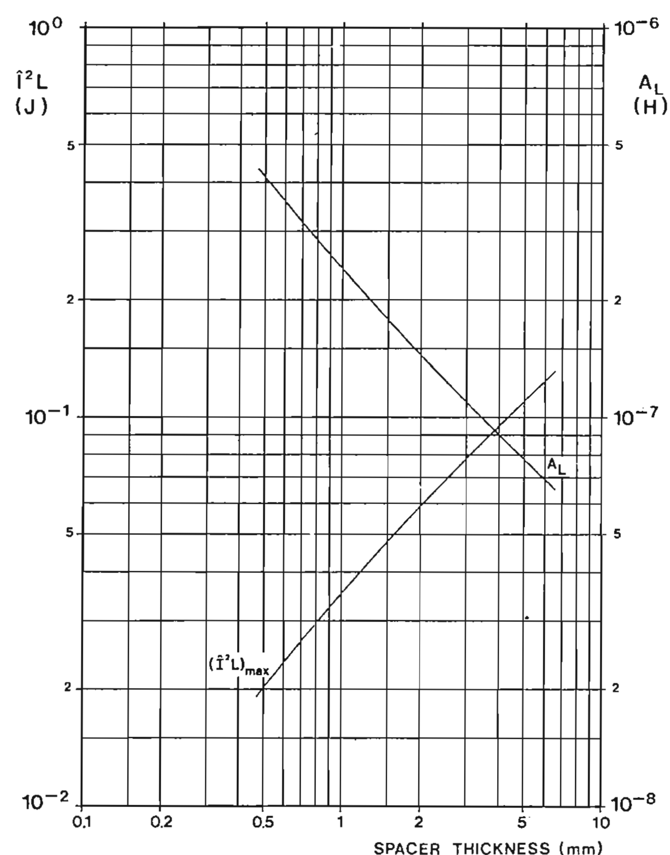
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size UU25/40/13 , ferroxcube 3C8

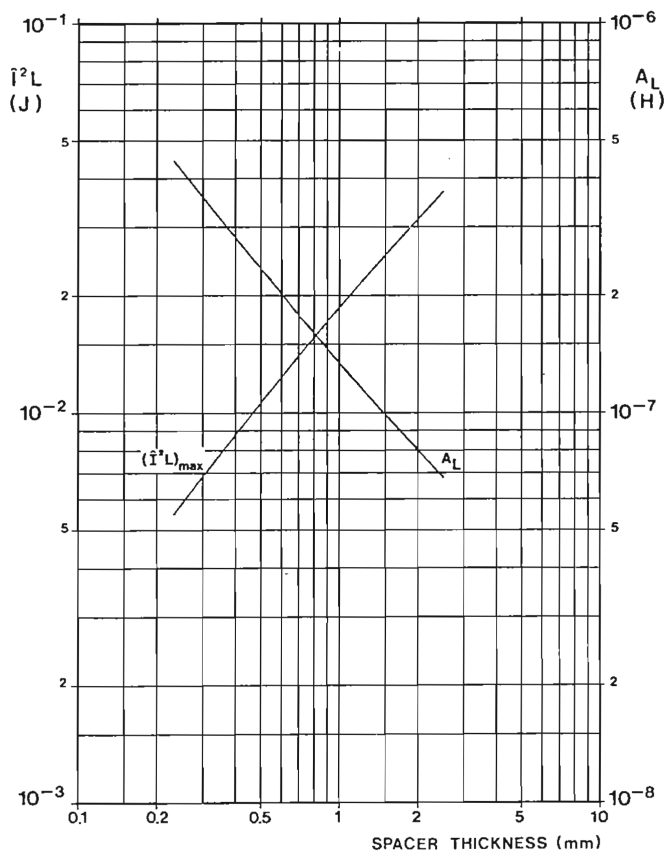
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size UU64/79/20 , ferroxcube 3C8

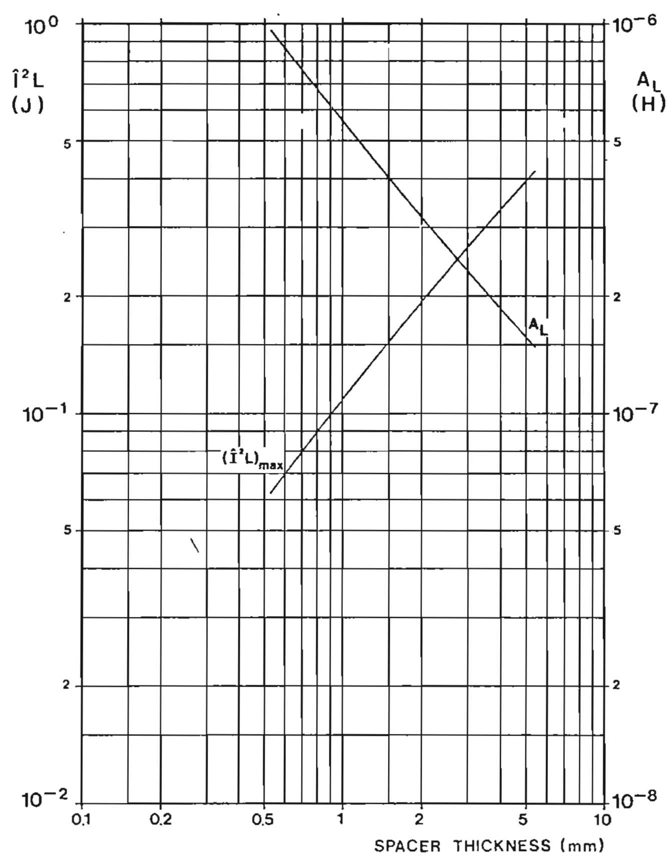
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size UU30/50/16 , ferroxcube 3C8

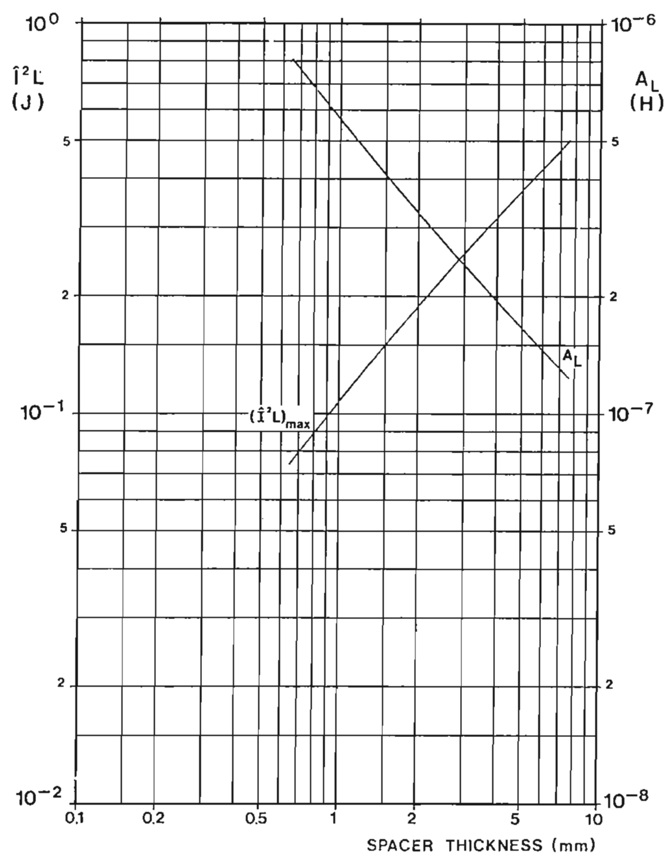
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

Core Size UI93/104/30, ferroxcube 3C8

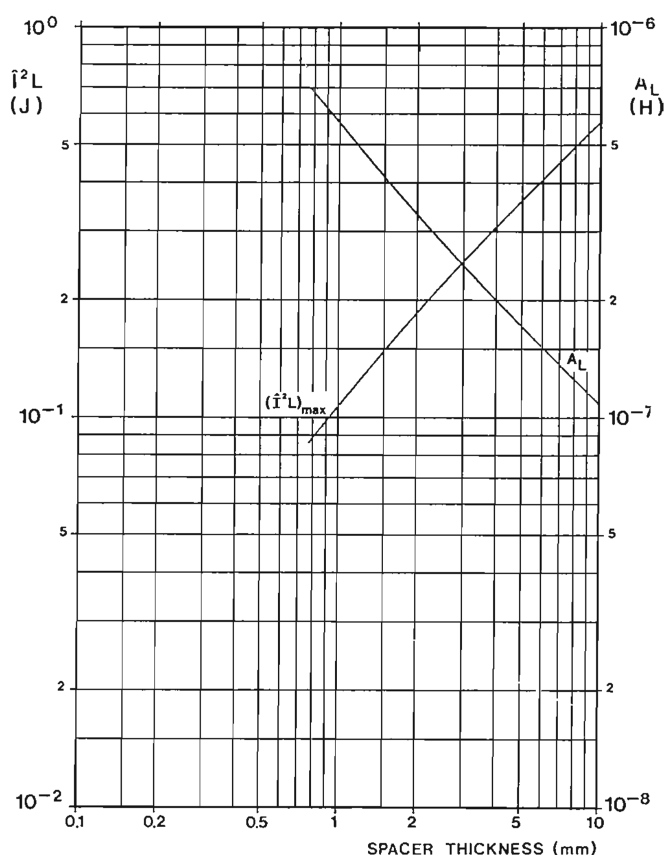
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

<u>Core Size UU93/128/30, ferroxcube 3C8</u>

Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100^0C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.



CHOKE DESIGN CHART

<u>Core Size UU93/152/30, ferroxcube 3C8</u>

Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100^0C). Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.

A design method for forward converters illustrated on a mains operated 15 V / 3,15 A S.M.P.S. on Eurocard

Author: F.C. Geerlings

1. GENERAL

1.1. Introduction

Linear stabilized power supplies units have the drawbacks of low efficiency and being volumeneous. Due to their low efficiency much heat is produced, which is often difficult to get rid of.
In modern equipment, where size is important and mass is not wanted another system is needed.
One method is the power operating unit according to the switched mode power supply (S.M.P.S.) principle.
To calculate and design a S.M.P.S. for the supply of high immunity logic and analog linear circuitry will be the subject of this report.

1.2. Requirements

Input:	voltage range	220V +20 -15%	
	frequency range	45 - 440Hz	
	turn-on delay	< 100ms	
	E.M.I.	IEC 478-3	
	disturbance	CENELEC 50.006	
Output:	voltage range	11,5 to 18,5V	
	current rating	0 to 3,15A	
	voltage regulation	0,1	%
	PARD	100	mV_{pp}
	load effect	< 5	%
	recovery time	< 1	ms
	drop-out time	> 10	ms
	current sharing	< 10	%
Safety recognition:		IEC 435 class 2	
Temperature range:		0 - 60°C	

1.3. Choice of circuitry

From the voltage and current rating, and assuming an efficiency factor of 0,85 the estimated input power P_i is:

$$P_i = \frac{1}{0,85} \cdot U_{Omax} \cdot I_{Omax}$$

With U_{Omax} is 18,5V and I_{Omax} is 3,15A

$$P_i = 70W$$

For this power combined with the rated current, the best choice is a S.M.P.S. operating in single forward mode.
Due to the regulation asked for, the control part is directly coupled to the output. So the control part is put on the secondary side of the power transformer. To supply the control circuitry and driver of the power switch, a small 50Hz auxiliary transformer must be added.

2. INPUT CIRCUITRY

2.1. Storage capacitor

The input capacitor must store sufficient energy to allow a mains drop-outs of 10ms. To fulfil this, with 100Hz charge current, this capacitor should have a value given by the relation:

$$C_i \geq P_i \cdot 2,2 \mu F$$

with $P_i = 70W$

$$C_i \geq 147 \mu F$$

The ripple current to be withstood by the capacitor ($=I_{Crms}$) is about:

$$I_{Crms} \geq P_i \cdot 12.10^{-3} A$$

after substitution

$$I_{Crms} \geq 0,84A$$

The rated voltage is calculated with

$$U_r = 1,2 \cdot 220.\sqrt{2} = 374V$$

A suitable capacitor is the 150 μF with code no. 2222 113 18151.

2.2. Mains rectifier

You need a bridge rectifier, to get the 100Hz charge current, to keep the storage capacitor small. A suitable device is the BY179. With the 150 μF capacitor as load, at $265V_{rms}$ according to the published data of the BY179, a series resistor of 2,2 ohm must be applied.

2.3. Auxiliary supply

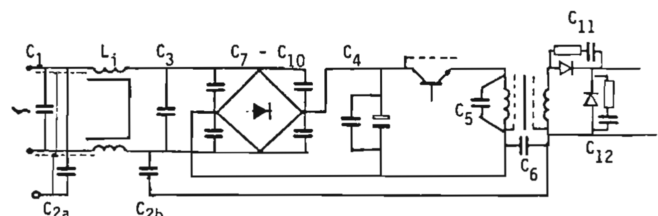
I use a small mains transformer to supply the control unit and driver circuit of the power switch. This transformer should comply with the safety requirements of IEC435 class 2. A suitable transformer is the TS561/1, which delivers on its terminals 2x $16,9V_{rms}$ and can deliver 3,2W in a ohmic load. As rectifiers are taken the diodes BAX15, whereas for the smoothing capacitor a value is taken of 470 μF.

2.4. E.M.I. suppression

To effectively suppress the conducted E.M.I. into the mains, I took the following measures:

- input filter L_i, C_1, C_2, C_3
- interference shorting capacitor C_4 over the mains input capacitor, over the power transformer C_5, between the negative output and negative supply C_6.
- connecting the emitter instead of the collector of the power transistor to the transformer, so regarding, E.M.I. the heatsink is connected to earth.
- screens between the primary and secondary.
- using a fast soft-recovery clamp diode to eliminate snap-off.
- print layout such that the area enclosed by the large current conductors are kept to a minimum.
- snubber capacitors C_7 ... C_{10} over the bridge rectifier and C_{11} and C_{12} over the output diodes.

Apart from the conducted E.M.I. from the S.M.P.S. there also are steep noise pulses on the mains itself due to switching inductances e.g. motors. These pulses can disturb the proper operation of the S.M.P.S. and/or the load.
A certain immunity is required. It is for that reason, that I made the input filter symetrical, so it also attenuates pulses coming from the mains. To do so the capacitors C_{13} and C_{14} are added. Furthermore the mains lead are shielded.



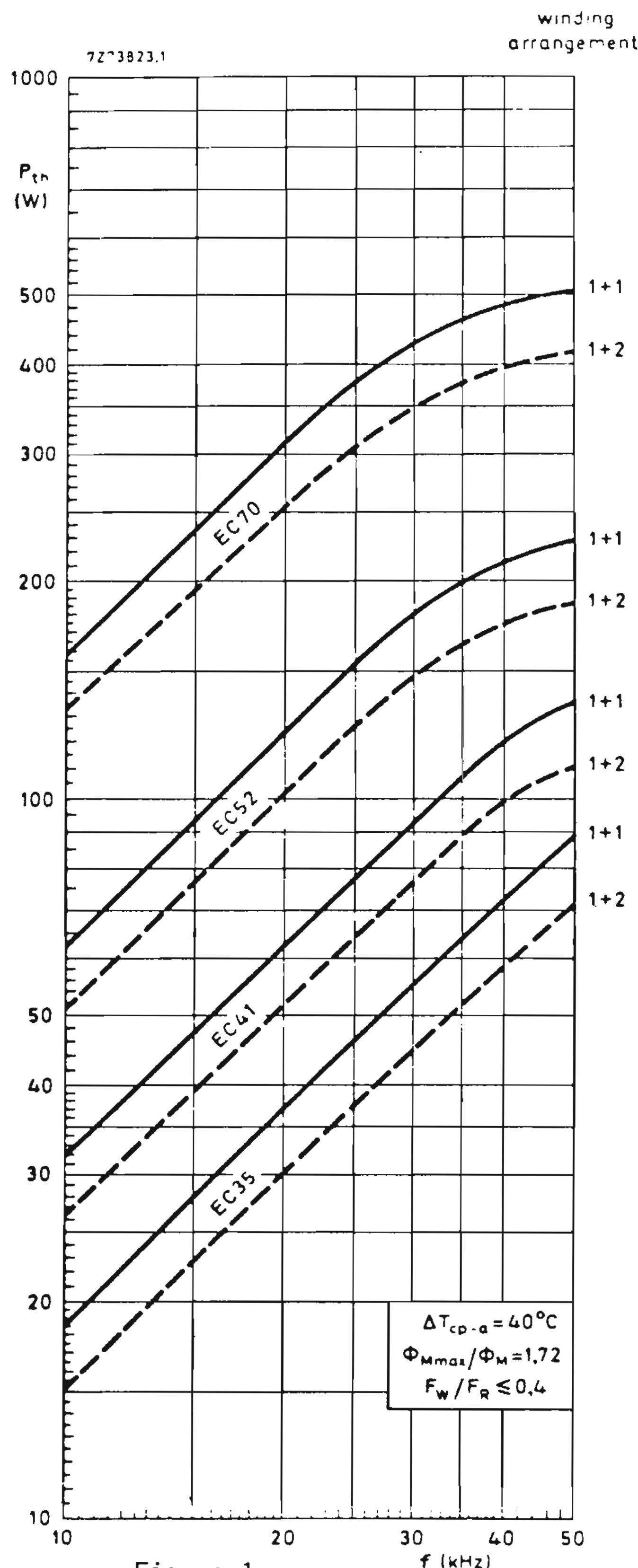


Figure 1
EC-core selection

3. CONVERSION

3.1. Transformer

3.1.1. Core size

The preliminary core size is chosen from fig. 1.
It gives for a forward converter the attainable power as function of the operating frequency with the EC-cores as parameter. From this figure, at 50kHz operating frequency, the EC-35 is suitable.

3.1.2. Turns

The turn ratio you calculate with

$$r = \frac{\delta_{max} \cdot U_{i_{min}}}{U_{o_{max}} + U_o'}$$

With

δ_{max} = 0,41 chosen.

$U_{i_{min}}$ = 220V

$U_{o_{max}}$ = 18,5V

U_o' = $V_F + V_r$, whereas V_F is the forward voltage of the diode, here taken as 0,85V and V_r are the DC-losses at the secondary, here taken as 0,65V.

After subtitution

r = 4,51

The turns on the secondary you calculate with

$$N_2 = \frac{\delta_{max} \cdot U_{i_{max}}}{r.f.A_c.B_{max}}$$

with

$U_{i_{max}}$ = 375V

f = 50kHz

A_c = 66,5mm^2 (see data EC35)

B_{max} = 320mT (for 3C8 FXC)

this yields

$N_{2_{min}}$ = 31,87 take N_2 = 32 turns

The maximum amount of turns for the primary is given by $N_1 = r.N_2$, yielding

$N_{1_{min}}$ = 143,73 and $N_{1_{max}}$ = 144,32 take N_1 = 144 turns

The actual turn ratio r = 4,5

To limit the voltage on the switching transistor to $2U_i$ the voltage limiting winding gets equal turns as the primary, so N_3 = 144 turns.

The primary inductance L_1 you calculate with

$$L_1 = \mu_o \mu_a \cdot N_1^2 \cdot A_e/l_e$$

Having a μ_a for 3C8 of 1600 approx. and the A_e = 84,3mm^2 and l_e = 77,4mm for a EC35/17/10 this results in L_1 = 23,38mH.
Regarding the operating frequency of 50kHz, this value of L_1 is rather high. This because of the resonant frequency of the primary inductance and the dV/dt capacitor (section 4.3) should be about 50kHz, or higher. This to achieve under worse case conditions still a proper desaturation of the transformer.
I decided to introduce an airgap such that L_1 = 10mH approx.
To achieve this, μ_e must be about 350. The required spacer is

$$S = l_e \cdot \frac{\mu_a - \mu_e}{2\mu_a/\mu_e}$$

After substitution S = 85µm .

Taking S = 80µm , this yields:

μ_e = 370

L_1 = 10,5mH

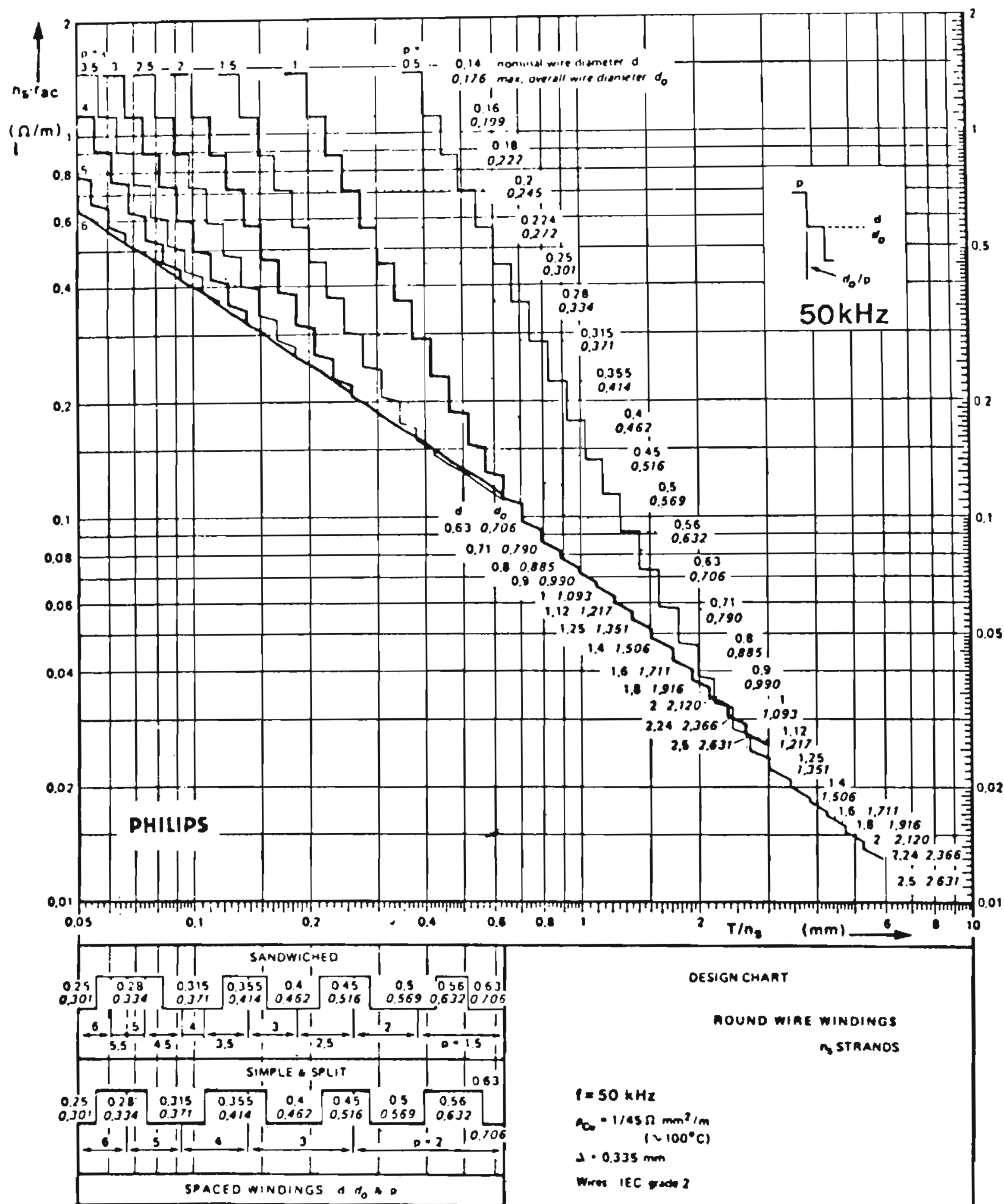


Figure 2

Winding design chart

3.1.3. Winding

To design the winding, the mechanical dimensions of the coil former you must know. Knowing these dimensions and subtracking the margin to allow for safety insulation, the available winding breadth and height for the winding is determined.

EC-35 coil former data: window breadth b = 21,4mm
window heigth H_W = 4,6mm
average turn length l_{av} = 53,1mm

According to the safety regulations e.g. IEC435, for $220V_{max}$ at class 2, reinforced insulation, the creepage distance should be at least 8mm.

The available winding breadth you get is
b_w = b-8 = 13,4mm.

Next to breadth, the available winding height should be determined. For reasons of E.M.I. a double screen is put between primary and secondary.

Taking copper foil of 20µm, the total height required for screen (20µ) and safety isolation (3x0,1mm) and interleaving (40µ) becomes 0,36mm.

Having a double screen, the total height for the screens
H_S = 2.0,36 = 0,72mm.

The voltage limiting winding is put into one or two layers.
With b_w = 13,4mm, this means for the wires to be used maximum values of turns/cm of 108 if one layer, or 54,5 in case of two layers.

Taking two layers, according to the table: d = 0,14mm dia (d_o = 0,176mm).
Occupied height for screens and voltage limiting winding including interleaving H_s+H_3 = 0,72+2.0,176+0,06 = 1,132mm.
Yielding to a $H_{av} = H_w+H_s+H_3$
H_{av} = 3,468mm.

Applying split/sandwich winding, the amount of turns per primary section is

N_1 : 2 = 72 turns

Calculating operator T for a single strand (n_s = 1)

$T_1 = \frac{b_w}{N} = \frac{13,4}{72} = 0,186$

From the design chart (see fig. 2) for split winding ideal dimensions d = 0,4mm dia, d_o = 0,462 and p = 3 layers.

Repeating the same procedure for the secondary

T_2 = 0,838 yields d = 0,71mm dia, d_o = 0,79 p = 1 layer.

Total height required for primary and secondary

$H_{1,2}$ = 2.(3.0,462+2.0,1+2.0,79+0,1)
= 6,532mm

$H_{1,2} > H_{av}$ not possible.

Accommodation:
primary: take two layers per winding section.
from the graph d = 0,28mm dia (d_o = 0,334)
$H_{1,2}$ = 2.(2.0,334+0,06)+2.0,79+0,1))
Yielding $H_{1,2}$= 4,816mm > H_{av} still not possible.

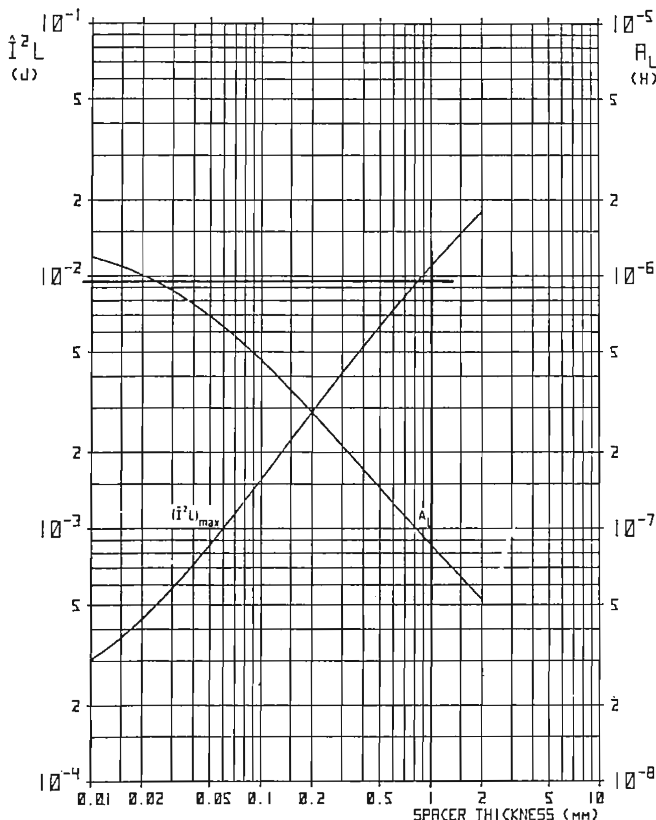


Figure 3

CHOKE DESIGN CHART
Core Size UU25/40/13 , ferroxcube 3C8
Curve $(\hat{I}^2L)_{max}$ versus spacer thickness gives twice the energy that can be stored while flux density $\hat{B}$ will not exceed its recommended maximum (320 mT at 100°C).
Curve A_L (or L/N^2) versus spacer thickness is used for determining the number of turns N for a given inductance L.

secondary: take two strands n_s = 2 yielding to T_2 = 0,419

$H_2 < H_{av} - H_1$
< 3,468 - 1,456 = 2,012mm.

Taking two layers 2p for the total secondary and taking the interleaving thickness H_i = 0,06mm.

$$d_o < \frac{H_2 - H_i}{n_s \cdot 2.p}$$

$$d_o < \frac{2,012 - 0,06}{4} = 0,488\text{mm}$$

take d = 0,4 with d_o = 0,462

Result: primary 2 layers per winding section
d = 0,28 → $r_{ac,1}$ = 0,38Ω/m
secondary 1 layer per winding section
d = 0,4 n_s = 2 → $r_{ac,2}$ = 0,0095Ω/m.

3.1.4. Losses

The copper losses are calculated with

$$P_{cu} = I^2_{ef} \cdot N \cdot l_{av} \cdot r_{ac}$$

For the secondary at an output voltage of 18,5V

$$I_{ef,2} = I_o \sqrt{\delta_{max}}$$
$$= 3,15 \cdot \sqrt{0,41} = 2,02A$$

$$P_{cu,2} = I^2_{ef,2} \cdot N_2 \cdot l_{av} \cdot r_{ac,2}$$
$$= 2,02^2 \cdot 32 \cdot 53,1.10^{-3} \cdot 0,095 = 0,658W$$

For the primary at an output voltage of 18.5V

$$I_{ef,1} = \frac{I_o}{r} \cdot \sqrt{\delta_{max}}$$
$$= \frac{3,15}{4,5} \sqrt{0,41} = 0,448A$$

$$P_{cu,1} = 0,448^2 \cdot 144 \cdot 53,1.10^{-3} \cdot 0,38 = 0,584W$$

The total copper losses at an output voltage of 18,5V are
$P_{cu} = P_{cu,1} + P_{cu,2}$= 1,242W

Core losses in a forward converter transformer with core material 3C8 you calculate with

$$P_c = 4,1 \cdot f \cdot V_a/a^{2,5}$$

For a EC35/17/10 $V_a = 4,58 \cdot 10^{-6}m^3$

$$a \sim \frac{U_{imax}}{U_{imin}} = \frac{342}{220} = 1,56$$

Allowing 5% for f

$$P_c = 3,6 \cdot 1,05 \cdot 50.10^3 \cdot 4,58.10^{-6}/1,56 = 0,555W$$

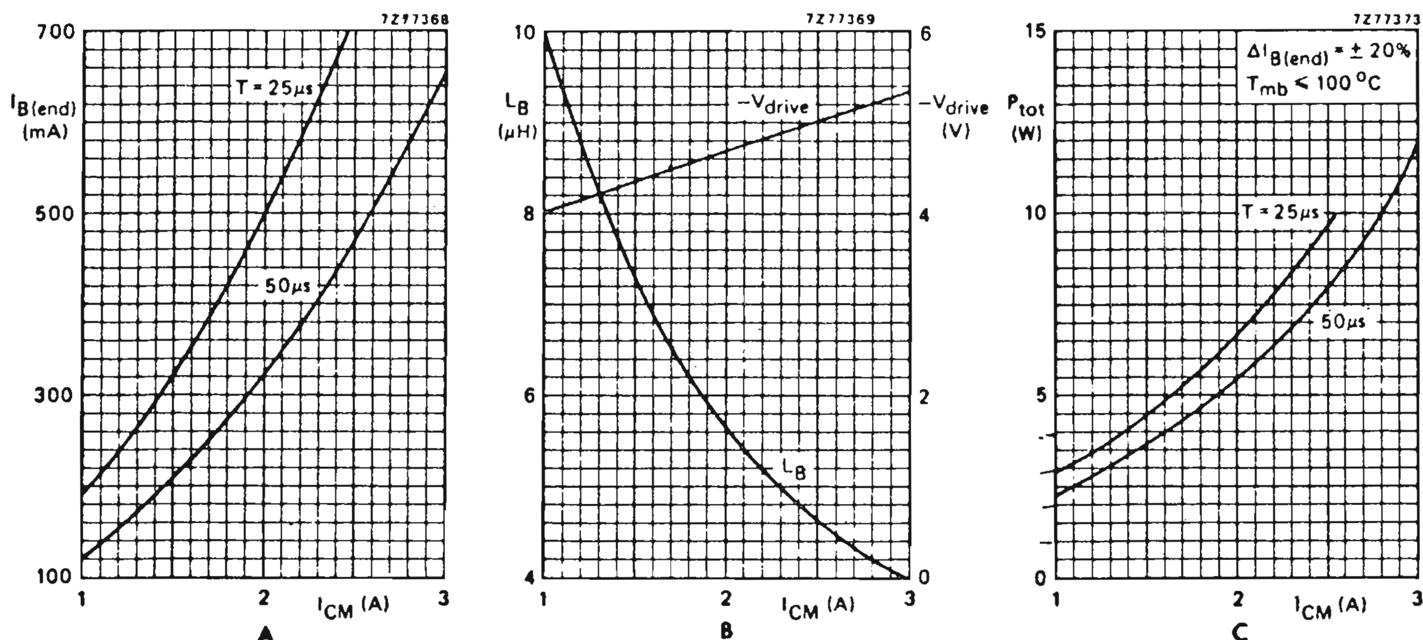
At an output voltage of 15V, the total losses become

$$P_{t,15V} = \frac{15}{18} \cdot P_{cu,18,5V} + P_c = 1,59W$$

For a EC35/17/10 with IEC435 class 2 insulation the temperature coefficient R_{th} = 26,5 K/W approx.
Temperature rise of the transformer $\Delta T = P_t \cdot R_{th}$

At U_o = 15V : ΔT = 42K

At U_o = 18V : ΔT = 47,6K



A Recommended nominal "end" value of the base current versus maximum peak collector current in a forward converter.

B Minimum required base inductance and recommended negative drive voltage versus maximum peak collector current.

C Maximum total power dissipation of a limit-case transistor if the base current is chosen in accordance with A

Figure 4

3.2. Choke

3.2.1. Turns

The required inductance is calculated with

$$\frac{U_o}{\Delta I_o} \cdot t_r\left(\frac{\delta_{max}}{\delta_{min}} - 1\right) > L_o > \frac{U_o}{\Delta I_L} \cdot (1 - \delta_{min}) \cdot \frac{1}{f}$$

Design criterion : At a $\Delta I_o = 0{,}9\ I_o$ (10 → 100%) with a rise time of 5A/μs the $t_r < 10.\frac{1}{f}$

The ΔI_L is chosen $0{,}2 I_o$.

As $\delta . U_i$ = constant.

$$\delta_{min} = \frac{\delta_{max} \cdot U_{i_{min}}}{U_{i_{max}}} = \frac{0{,}41 \ . \ 220}{342} = 0{,}264$$

After substitution

$$\frac{18{,}5}{0{,}9.3{,}15} \cdot \frac{10}{50.10^3} \cdot \left(\frac{0{,}41}{0{,}264} - 1\right) > L_o > \frac{18{,}5}{0{,}2.3{,}15}(1 - 0{,}264)\frac{1}{50.10^3}$$

$$722.10^{-6} > L_o > 432.10^{-6}$$

Chosen $L_o \sim$ 580 μH

3.2.2. Design

To prevent saturation of the choke under failure conditions (see over-current 5.2.2.), you must calculate the choke for $1{,}31.I_o$.

Calculate for the choke peak current, which is $\hat{I} = I_{o\ max} + \frac{1}{2} \cdot \Delta I_{Lo}$ (= 4,13A) and the required inductance L_o(= 580 μH) the value $\hat{I}^2 L$ (= 9,88 . 10^{-3} J).

From figure 3, using a UU25/40/13 core the required spacer to prevent saturation is 1,0mm. From the same graph, with this spacer of 1,0mm, the $A_L = 8{,}3.10^{-8}$.

This yields an amount of turns of

$$N_o = \sqrt{L_o / A_L} = 84 \text{ turns.}$$

3.2.3. Losses

Taking a wire diameter of 1,0 the copper losses in the choke at a temperature of 100°C becomes:

$$P = I_o^2 . N . l_{av} . r_{dc}$$

$$= 3{,}15^2 . 84 . 74 . 10^{-3} . 0{,}02829$$

$$P = 1{,}74W$$

4. POWER TRANSISTOR

4.1. Choice of power switching transistor

You must design for maximum operating and not for failure condition when I_C is 31% higher (see section 6.2.2.). This because of the duty cycle is than at a minimum so the collector dissipation is not at worse.

This peak collector current I_C is calculated with

$$I_{C_{max}} = I_{op}/r + \frac{\delta_{max} \cdot U_{i_{min}}}{L_1 . f} = \frac{3{,}15}{4{,}5} + 0{,}19 = 0{,}9 \text{ A}$$

The V_{CESM} of the transistor must be including tolerance

$$V_{CESM} > 2.U_{i_{max}} + 50V = 798V$$

From the transistor data, the BUX82 is your obvious choice.

From the data (fig. 4), you need at an $I_{Cmax} \approx 0{,}9$ A at 50kHz the $I_{B_{end}} = 0{,}17A$, $L_B > 10$ μH , $-V_{dr} = 4V$ resulting in a $P_t \leq 3{,}5W$.

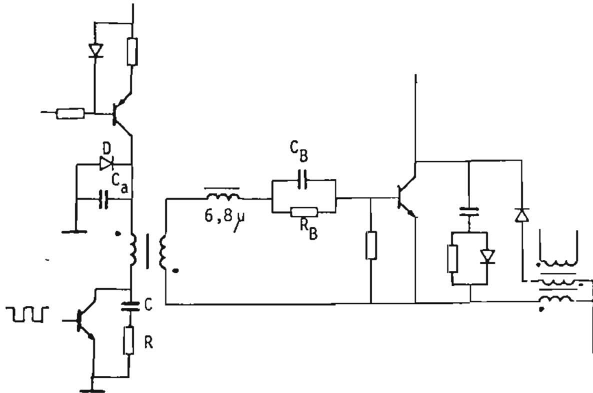
Allowing a $T_{mb} = 100°C$ at a $T_{amb} = 60°C$, using heatsink compound, the heatsink must be

$$R_{th\ h-a} < \frac{40}{3{,}5} - 0{,}1 = 11{,}33 \text{ K/W}$$

4.2. Base drive

The driver works in the non-simultaneous mode. When the driver transistor conducts, energy is stored in the driver transformer. This provides a forward base drive for the power switching transistor as soon as the driver transistor turns off. To obtain a fast rising turn-on base current pulse, the damping on the primary should be kept low.

For a short turn-off time a base series inductor is applied to achieve a proper removal of the excess charge carriers from the n-region in the power switching transistor. This removal can only occur relatively slow.
However, to keep the minimum duty factor of the power transistor small, at switching-on to limit the inrush current or at a low load, this inductor value is kept to a minimum. To keep the spread in base current low a current source is applied to feed the primary.



To prevent switching the power transistor on due to ringing, diode D is added which prevents that side of the transformer to go negative with respect to mass.
Capacitor C_a is added to ensure that the full turn-off voltage is available when the driver turns on again. Its value should be chosen such to obtain maximum $-V_{dr}$. I took 100nF.
Having a transformer ratio of three in the AT4043/48, the current source in the primary I adjusted on 73mA approx.
The leakage inductance on the secondary is 5μH, so a microchoke of 6,8μH is added to get $L_B > 10\mu H$ what you needed.
The $-V_{dr}$ you get by adding a RC network in the base circuit. This RC circuit increases the reverse drive voltage and herewith the turn-off improves. The capacitance value you should choose such that the negative basis current does not decharges it too fast. Values I choose are $C_B = 2{,}2\mu F$ and $R_B = 22$ ohm.
To protect the driver transistor, a RC clamping network is added between its collector and emitter.

You must choose C such that you get critical damping. The value of RC should be $RC > \delta_{max}/f$.
The reason why, is that this value of R not only restricts the peak value on the driver transistor, but it also reduces the dI_b/dt at turn-on of the power transistor. To keep the turn-on losses low the rise time of the base current should not be less than the collector current.

4.3. Protection of the transistor

To keep the transistor operating within the SOAR, the collector voltage rate of rise dV/dt must be slown down to 500 ... 1000V/μs.
To achieve this the network D, R, C is added. (see fig. on next page).
The value of C is given by and with a fall time $t_f \leq 0{,}9\mu s$

$$C > \frac{I_{Cpmax} \cdot t_f}{2 \cdot V_{CESM}} \quad \text{taken } C = 680pF \qquad \text{and}$$

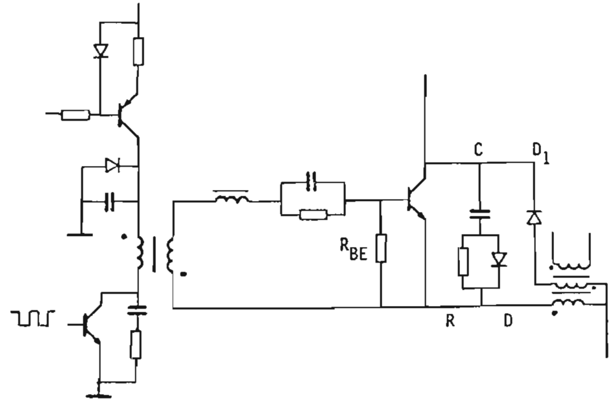
$$\frac{U_{i max}}{I_{Cpmax}} < R < \frac{1}{20 \cdot C \cdot f} \quad \text{taken } R = 1k\Omega$$

The power handling capacity of this resistor should be

$$P_R > \frac{1}{2} C U_{i max}^2 \cdot f = 2{,}32W$$

The magnetic energy stored in the leakage inductance of the power transformer is stored in capacitor C while the demagnetising current of this transformer is fed back to the dc input source via the diode D_1. The collector voltage is limited to $2U_i$ as the turns ratio for the primary and demagnetizing winding is one to one. The ratings for this diode, which should be a fast one, is

$V_{RRM} = 2U_{i max}$
$I_{FRM} = I_{Cmax}$ (see section 4.1)
$I_{FAV} = I_{L1}$



The diode choice for D and D_1 is obvious the BY208.
In order to allow operation of the BUX82 in area III of the SOAR, a resistor $R_{BE} < 100\Omega$ must be applied.
I took $R_{BE} = 47\Omega$.

5. OUTPUT

5.1. Rectifiers

For the output diode the maximum reverse voltage including a overshoot of 20% is

$$V_{RRM} > (\frac{N_2}{N_1} \cdot U_{i max})1{,}2 = (\frac{33}{144} \cdot 373) \cdot 1{,}2 = 99{,}5$$

The current rating of the forward diode D_1 (see fig. page 20)

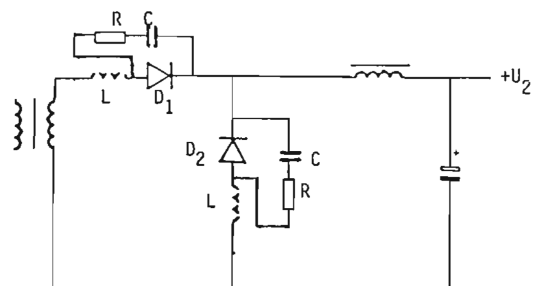
$$D_1: \; I_{Fav} = I_o \cdot \delta_{max} = 3{,}15 \cdot 0{,}43 = 1{,}35A.$$

For the flywheel diode D_2

$$D_2: \; I_{Fav} = I_{op}(1-\delta_{min}) = 1{,}31.3{,}5\,(1-0{,}2664) = 3{,}38A$$

The diodes should show extremely short recovery time, low reverse recovery peak current and no snap-off characteristic. This makes transient suppression easier to achieve, apart from the less r.f.i. produced. So epitaxial diode BYW29 is the obvious choice.
Using two BYW29/100 on one heatsink, this heatsink thermal resistance requirement you derive from the graph given in fig.5.
$P = f(I_F)$ for square wave pulses at $\delta = 1$. From this graph at $I = 3{,}15A \rightarrow P_t = 2{,}6W$.
With a $T_{mb} = 100^oC$, $T_{amb} = 60^oC$, with heatsink compound and direct screw mounting

$$R_{th\,h-a} < \frac{40}{2{,}6} - \frac{0{,}5}{2} = 15{,}1 \text{ K/W}$$



Switching over from the forward to the flywheel diode and back, give rise to a short circuiting of the transformer due to the reverse recovery of the up till then conducting diode. This current commutation, although small if epitaxial diodes are used, together with parasitic inductances and capacitances generates ringing,which voltage transients adds to the reverse voltage. This might destroy the diodes. A suitable suppressior network should be added. It values can be estimated with

$$R < \frac{U_2}{I_{rr}} \quad \text{and} \quad C > \frac{L \; I_{rr}^2}{V^2_{RRM}}$$

where

I_{rr} = reverse recovery peak current

L = transformer leakage and wiring inductance

V_{RRM} = rated repetitive peak diode reverse voltage.

U_2 = maximum secondary output voltage

You must measure the value of I_{rr} and L in the actual circuits. The lowest value of C which satifies the equation above should be taken,as otherwise the losses in the suppression network, dissipation in R, becomes unnecessarily high.

5.2. Smoothing capacitor

The choice of smoothing capacitor is determined by the following requirements.

- P.A.R.D.
- output voltage overshoot at load-transients
- transient response time at load transients
- resonance frequency higher than rectified mains frequency f_r.

At a 15V approx. output voltage, the capacitor is chosen on P.A.R.D. and resonance frequency base.

If the P.A.R.D. value should be e < 100mV$_{pp}$

$$ESR < \frac{e \, . \, L \, . \, f}{2U_{o max} \, (1-\delta_{min})} = \frac{100.10^{-3} \, . \, 580.10^{-6} \, . \, 50.10^{3}}{2.18,5 \, (1-0,241)} = 103,2 m\Omega$$

$$\text{As } \delta_{min} = \frac{\delta_{max} \, . \, U_{i min}}{U_{i max}} = \frac{0,41 \, . \, 220}{375} = 0,241$$

$$ESL < \frac{e \, . \, \delta_{min} \, . \, L}{2.U_{o max}} = \frac{100.10^{-3} \, . \, 0,241 \, . \, 580.10^{-6}}{2.18,5} = 378 nH$$

$$C_o < \frac{1}{(2\pi f_r)^2 \, . \, L} = \frac{1}{(2.\pi.100)^2 \, . \, 580.10^{-6}} = 4,37 mF$$

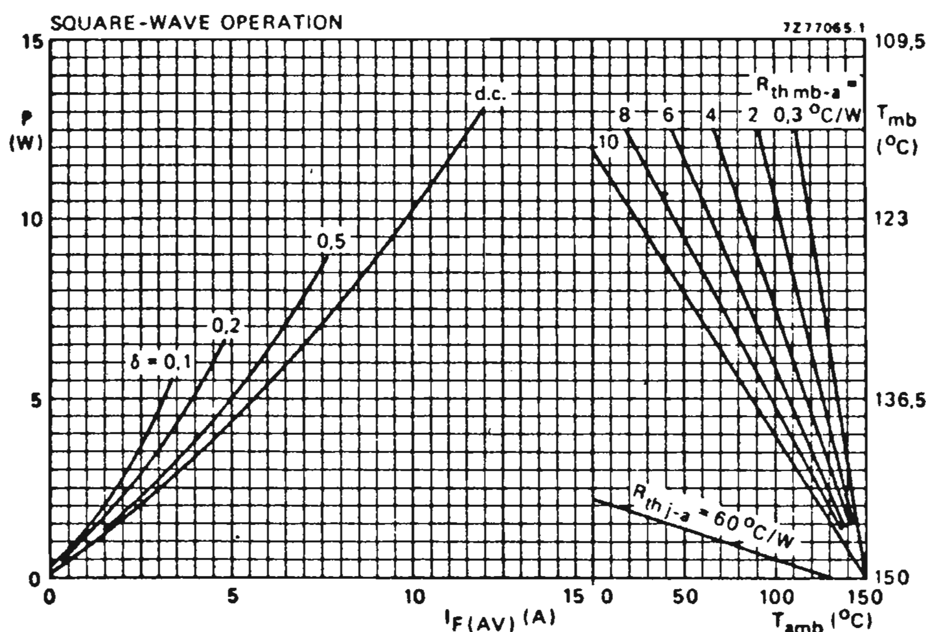
A suitable capacitor is the 2200µF/25V code no. 2222 071 16222

6. OUTPUT CONTROL AND PROTECTION CIRCUIT

The control and protection circuit is build around the TDA1060, a control IC developed for S.M.P.S. application.

In this application it controls

. the output voltage with an internal temperature compensated reference source.
. current limiting to enable parallel application



The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.

P = power including reverse current losses and switching losses up to f = 500 kHz.

$$\delta = \frac{t_p}{T}$$

$$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$$

Figure 5

- short circuit protection.
- soft start to avoid large inrush currents.
- low voltage protection shut down.
- loop fault protection.
- electronic remote on/off.
- synchronisation

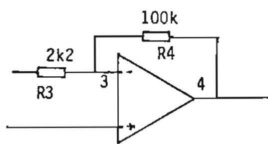
6.1. Control

6.1.1. Output voltage regulation

A fraction of the output voltage at the load is obtained via the sensing wire and fed to the input of the error amplifier for comparison with the internal temperature compensated 3.6V reference source.

The stabilisation factor $\frac{\Delta U_o}{U_{ref}} \sim \frac{1,35}{A} \cdot \delta$

$$A = \frac{R_4/R_3}{1 + \left(\frac{1 + R_4/R_3}{G_v}\right)} \quad \text{where } G_v = 1000 \ (= 60dB)$$



$$A = \frac{U_{mod}}{U_o} = \frac{100/2,2}{1 + \frac{100/2,2}{1000}} = 43,5$$

At $U_{i_{max}}$, when $\delta = 0,264$

$$\frac{\Delta U_o}{U_{ref}} = \frac{1,35.0,264}{43,5} = 0,082$$

6.1.2. Duty cycle limiter and soft start

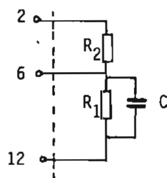
To prevent saturation of the power transformer, the duty cycle should be limited to a value < 50%.

The relation between δ_{max} and R_1 and R_2 is given approximately by

$$\delta_{max} = \frac{1}{0,6}\left(\frac{R_1}{R_1+R_2} - 0,1\right)$$

Note that at 50kHz a storage time of 3,5µs equals a δ=18%.
Therefore δ_{max} = (50-18) = 32%.

Soft start is achieved by adding capacitor C.



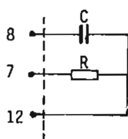
Taken: R_1 = 8k2 R_2 = 3k3, C = 33µ.

6.1.3. Oscillator frequency

The oscillator frequency of 50kHz is achieved by R and C.
The relation is given approximately by

$$f_o = \frac{1,2}{RC} \text{ Hz}$$

With C = 2n2 (polystyrene 5% type), R should be 10k ± 2%.



6.1.4. Synchronisation

The switching frequency of the switched mode can be synchronised by using the sync. input on the connector. Synchronisation can only be achieved to a frequency lower than the free running frequency. However, note that the synchronised frequency should be 50kHz for this S.M.P.S. unit. The sync. signal should be of TTL level, low is active. Sync. input z8 on connector.

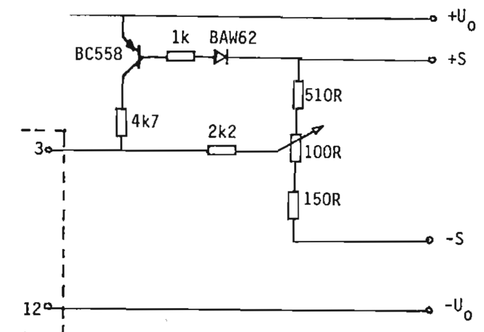
6.1.5. Remote inhibiter

The power supply can be switched off electronically by bringing the remote on/off output on the connector (d12) to a level being lower than 0,8V.

6.2. Protection

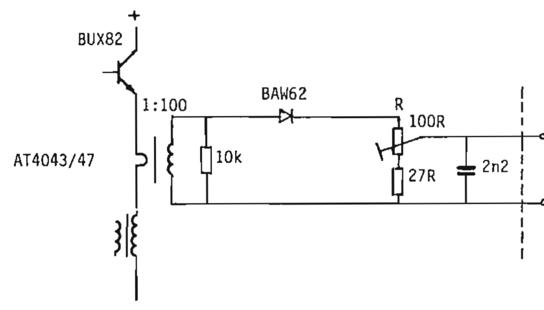
6.2.1. Loop fault

If the sensing wires are falsely connected, e.g. reversed, one or two wires open, the potential on the reverse input of the comparator increases. The pulse width modulator decreases the duty cycle to a minimum so the output voltage is lowered to a safe value.



6.2.2. Over-current limit

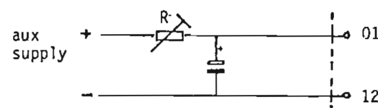
The collector current of the power switching transistor is monitored by the current transformer AT4043/47 with R, C as a damping network. Current limiting occurs if the voltage on pin 10 of the TDA1060 exceeds the 0,48V level and inhibits at 600mV. Including tolerances, the ratio between I_o and $I_{o_{max}}$ could be 1,25x1,05 = 1,31.



With R = 45 ohm, approx. the limiting output current is about 3,15A, whereafter folds back occured. This feature enables parallel operation of the S.M.P.S. units.

6.2.3. Automatic shut-down

Automatic shut-down at a input voltage being too low is achieved by limiting the supply current of the TDA1060 with R.
When the voltage on pin 1 becomes too low the TDA1060 automatically switches off.



The setting of R should be found experimentally as it could differs for different batches of the TDA1060.

7. DATA

7.1. Performance characteristics

In figure 6 are shown the dependency of the output voltage on input voltage and load current. The output ripple at the rated load is shown in figure 7, the conducted RFI in figure 8.

7.2. Waveforms

The power switching transistor waveforms are shown in the figures 9 to 13.
The steady state collector voltage vs current are shown in figure 9 , while in figures 10 and 11 it is shown at turn-off and turn-on respectively.
In figure 12 the base voltage vs current is shown.
In figure 13 the base current vs collector current is shown.

7.3. Electrical specifications

Input voltage	185 - 265 Vrms
frequency	45 - 440 Hz
Output current voltage adjustable	3,15Asec curve 11,5 - 18,5V
regulation at worst case	< ± 0,2%
ripple rated load	< $100mV_{pp}$
no load	< $150mV_{pp}$
Transient response	
step load 10-100% or 100-10% at 5A/µs	t_r < 1ms
Overcurrent start	110%
Remote sensing protection	
if false connected	U_o < 4V
Output hold up at mains failure	
at 185V and 110% output	10ms
Mains monitoring	$U = U_i/15,5$; $I_{max} = 10mA_{rms}$
Synchronisation $f_s < f_o$	TTL level, LOW sawtooth stops.
Remote switch off	TTL level, LOW is off
Series operation	Total voltage $250V_{max}$
Parallel operation	no limit
Maximum free air temperature	60°C
Overall efficiency at U_{irms} = 220V and I_o = 3,15A, U_o = 15V	0,80

7.4. Mechanical specification

Mechanical dimension	Eurocard width 16 + 1E
Output socket	M7/24M (supp. DIN 41612)
Terminal number on socket :	
mains input	28,32
earth	30
output +U	24
-U	20
Synchronisation	z8
On/off	d12
Mains monitoring M	d2
Mass	d4
Sensing +S	z8
-S	d8
Monitoring +U	z16
-U	z16

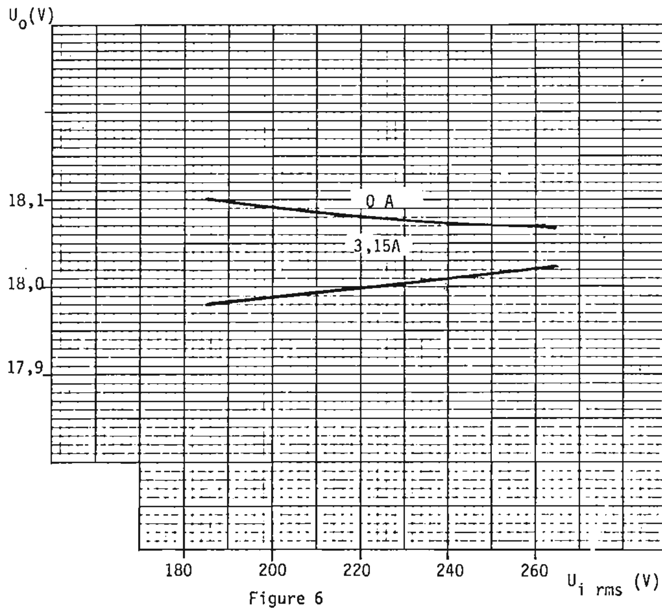


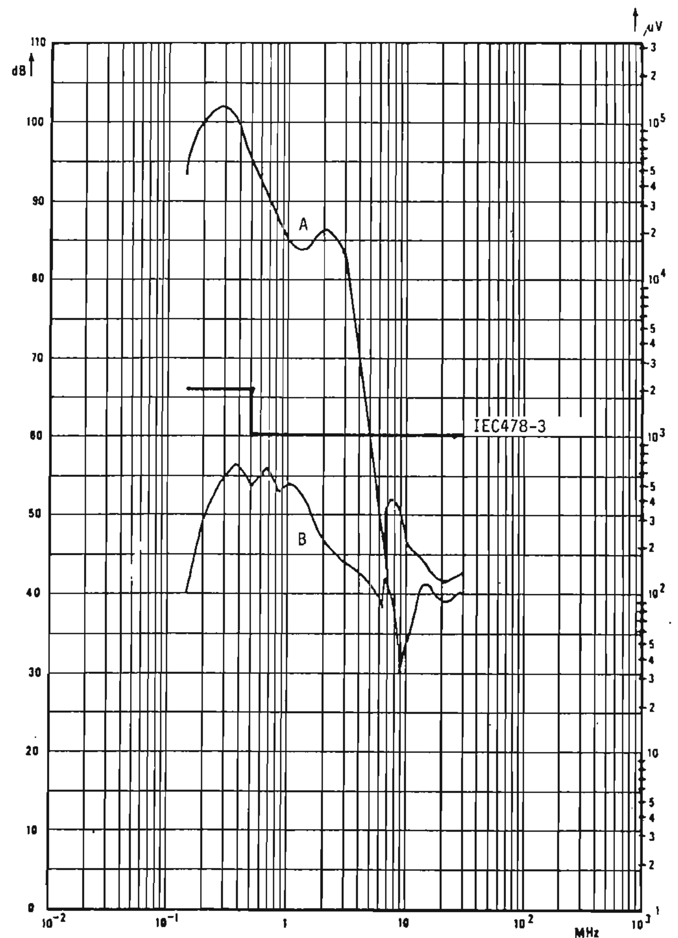
Figure 6

Output voltage versus input voltage with load as parameter.



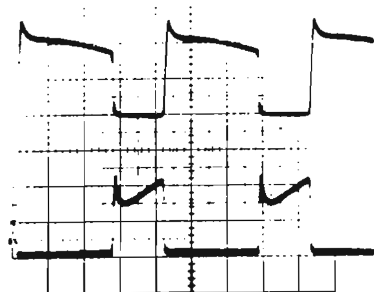
x : 5µs/div.
y : 50mV/div.

Figure 7
PARD at rated load



A : without suppression filter
B : with filter

Figure 8

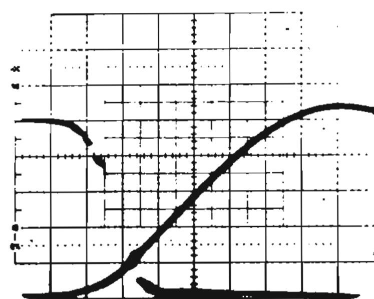


V_{ce} : 200V/div.

I_c : 0,5A/div.

t : 5 μs/div.

Figure 9
steady state

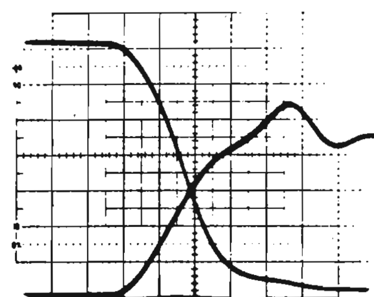


V_{ce} : 100V/div.

I_c : 0,2A/div.

t : 50ns/div.

Figure 10
turn-off

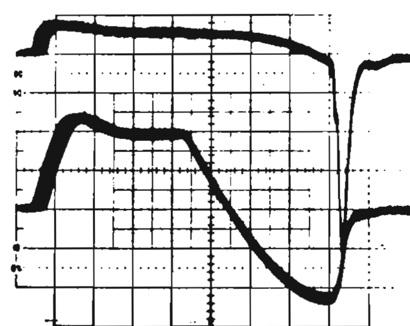


I_c : 0,2A/div.

V_{ce} : 50V/div.

t : 50ns/div.

Figure 11
turn-on

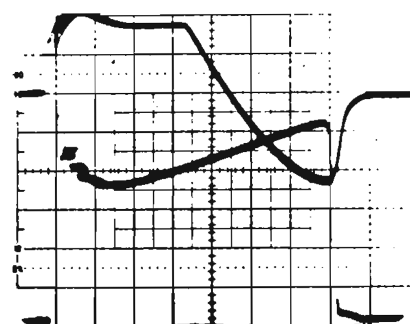


V_{be} : 2V/div.

I_b : 100mA/div.

t : 1μs /div.

Figure 12



I_b : 100mA/div.

I_c : 200mA/div.

t : 1μs /div.

Figure 13

7.5. Components specification

Circuit diagram figure 14.
Lay-out of components figures 15 and 16.

7.5.1. Resistors

If not specified CR25.

CR37

PR37

PR52

AC04

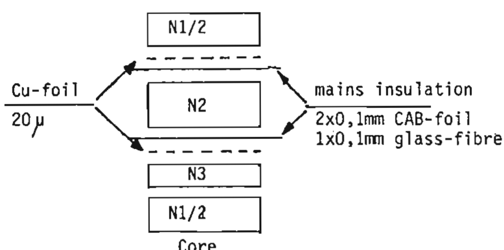
CR68

7.5.2. Capacitors

If voltage not specified than working voltage 6V minimum
10n/100 is 10nF-100V ceramic or foil optional
input capacitor 2222 113 18151
output capacitor 2222 071 16222
$C_{(osc)}$ pin 8 of TDA1060 2222 424 32202
470nX is X-capacitor of 470nF
3n9Y is Y-capacitor of 3,9nF

7.5.3. Wound components

T1. Power transformer:
core EC35/17/10 wire dia in mm.
N_1:144 turns 0,5 dia split, 2 layers per winding portion
N_2: 32 turns 0,4 dia 2 bifilair, 1 layer per winding portion
N_3:144 turns 0,125 dia in 1 layer.
S : 80 μm



T2 Current sensing AT4043/47
N_1 = 1 turns
N_2 = 100 turns

T3 Driver AT4043/48
N_1 = 60 turns
N_2 = 20 turns

T4 Mains transformer TS561/1.
V_o = 2x16,9V_{rms}
P_o = 3,22W

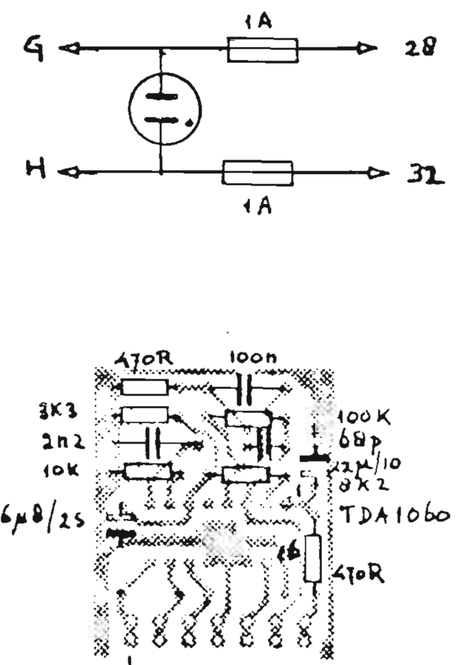
L_o Output choke
UU25/40/13
N = 84 turns of 1,0 dia.

L_i Interference suppression choke AT4043/55.

7.5.4. Heatsink

BC639 max. length 4mm, to collector mounting pad on PCB of $10x10mm^2$
BD136 $R_{th\ h-a}$ 30K/W
BUX82 $R_{th\ h-a}$ 11,3K/W

Figure 14

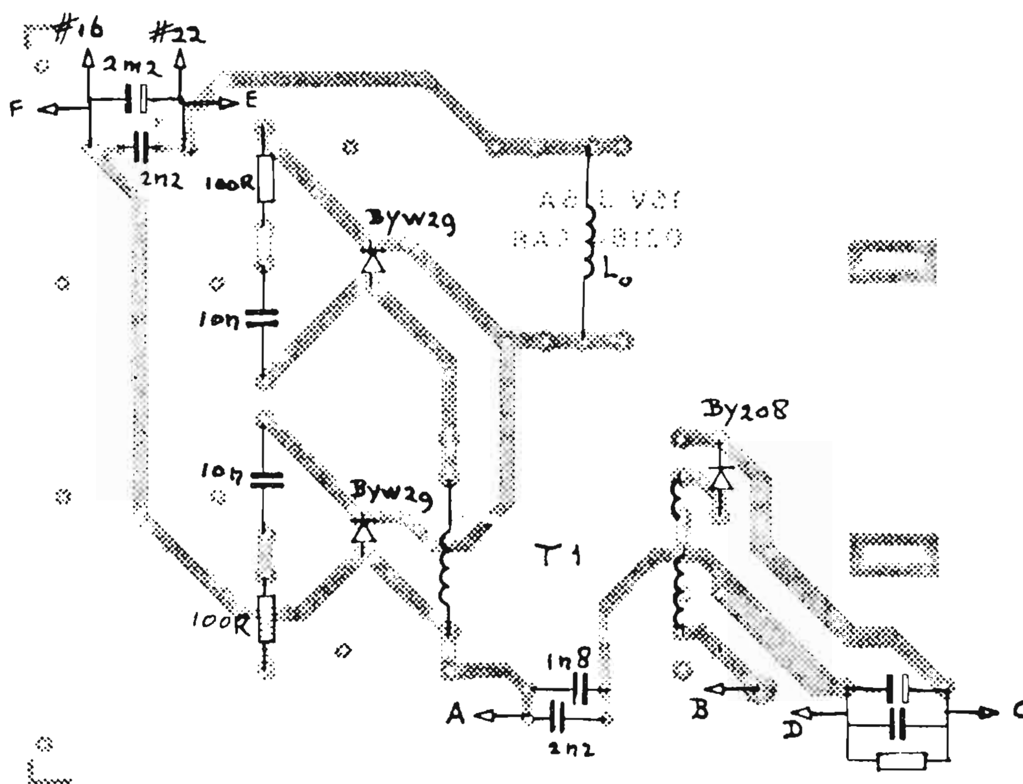


z d

wire connection: AA, BB, etc.

28 to pin 28 on connector etc.

Figure 15



wire connection AA, BB, etc.

16 to pin 16 on connector etc.

Figure 16

Nomogrammi per il calcolo delle dimensioni dei radiatori di calore dei transistori e dei diodi

Un transistore funziona correttamente fintantochè la temperatura alla giunzione rimane al di sotto di quella massima fissata dal costruttore. Per ottenere questa condizione e sfruttare nello stesso tempo la massima potenza fornibile dal transistore occorre montare quest'ultimo su dissipatori di calore. Nota la resistenza termica radiatore/ambiente occorrente, i nomogrammi presentati in questo articolo servono a calcolare le dimensioni dei radiatori piatti o estrusi che devono essere impiegati.

1. - INTRODUZIONE

Il "nemico" principale di tutti i dispositivi a semiconduttore è *il calore*, per cui più si manterrà bassa la temperatura alla loro giunzione più saremo sicuri che essi funzioneranno correttamente nel tempo. E' per questo motivo che tutti i costruttori di dispositivi a semiconduttore fissano, per ciascun dispositivo, un valore massimo della temperatura alla giunzione ($T_j$max) che non deve essere superato nelle peggiori condizioni in cui potrà trovarsi a lavorare il dispositivo.

La temperatura alla giunzione dipende, com'è noto, sia dalla potenza dissipata nel dispositivo, sia dalle resistenze termiche (o impedenze Z_t) associate al dispositivo stesso. Da ciò consegue che un'accurata considerazione della natura e del valore di queste resistenze permetterà di utilizzare quel *valore massimo di dissipazione di potenza* che nello stesso tempo non farà però superare alla giunzione *il massimo valore di temperatura consentito*.

Le formule e i diagrammi (o nomogrammi) riguardanti la scelta e il calcolo del dissipatore di calore che qui di seguito daremo, debbono essere considerati solo una *guida* dato che la resistenza termica di qualsiasi radiatore di calore dipende, di regola, da una serie di parametri che non è facile determinare con assoluta esattezza. Tra questi parametri citiamo per esempio:

- la posizione del dispositivo a semiconduttore montato nel radiatore;
- la facilità o meno con cui l'aria può circolare intorno al dispositivo stesso;
- il rapporto tra le dimensioni dei lati del radiatore;
- l'effetto schermante dei componenti vicini;
- il calore proveniente da questi componenti e così via.

Terminato un dato progetto, occorrerà controllare il valore particolare delle temperature più critiche, facendo funzionare l'apparecchiatura nelle peggiori condizioni di lavoro verificabili in pratica. Questo controllo è tanto più necessario quanto più complesso è il sistema di raffreddamento impiegato.

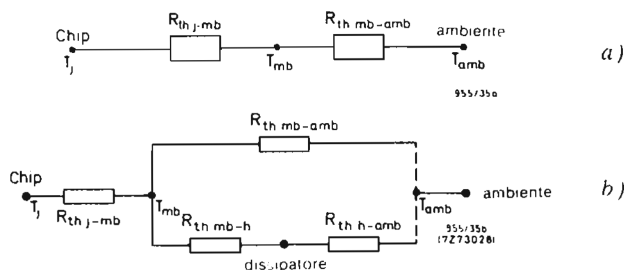


Fig. 1 - Resistenze termiche incontrate dal calore a partire dalla giunzione del dispositivo fino all'aria ambiente.
a) dispositivo senza radiatore
b) dispositivo munito di radiatore

2. - La "STRADA" PERCORSA DAL CALORE

Il calore generato nel cristallo (chip) di un dispositivo a semiconduttore si disperde nell'ambiente esterno seguendo varie "strade". Un dispositivo di piccola potenza non richiede in genere alcun radiatore di calore: il calore, in questo caso, si trasferisce dal cristallo alla base di montaggio, e da questa al contenitore che si trova in stretto contatto con la base stessa. Il calore, raggiunto il contenitore, si disperde da questo nell'aria circostante per convezione e radiazione (figura 1a).

Un dispositivo di potenza deve invece essere montato su un radiatore di calore, in quanto il solo contenitore non sarebbe in grado in questo caso, di disperdere nell'ambiente circostante il calore prodotto dai valori elevati di dissipazione in gioco.

In questo caso, il calore "transita" dal contenitore al radiatore di calore fissato in stretto contatto con il contenitore; dal radiatore, il calore si disperde infine nell'aria circostante per convezione e radiazione oppure per conduzione se raffreddato ad acqua (figura 1b).

Nella maggior parte dei casi, il raffreddamento del radiatore è ad aria per cui il termine "ambiente" riferito in figura 1 sta ad indicare l'«aria circostante». Per inciso si fa presente che se l'aria circostante all'interno di una data apparecchiatura avesse una temperatura differente dall'aria dell'ambiente esterno, di ciò si dovrebbe tener conto nel progetto del radiatore di calore; in particolare, si dovrebbe calcolare la resistenza *aggiuntiva* che viene a crearsi tra interno ed esterno dell'apparecchiatura.

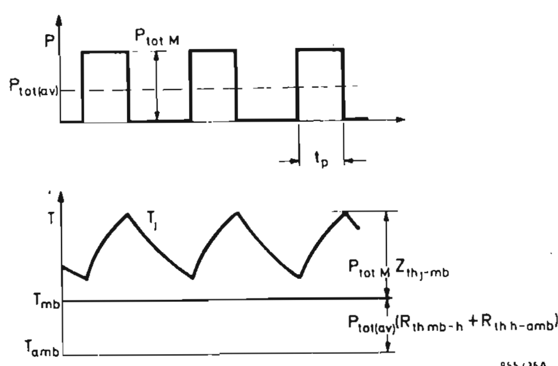


Fig. 2 - Variazione della temperatura alla giunzione e alla base di montaggio nel caso in cui la durata dell'impulso sia breve rispetto alla costante termica del radiatore.

3. - RESISTENZA TERMICA DI CONTATTO TRA BASE DI MONTAGGIO E DISSIPATORE ($R_{th\,mb\text{-}h}$)

La resistenza termica tra base di montaggio, supponiamo, di un transistore di potenza e il radiatore dipende essenzialmente:

a) dalle dimensioni e dalla natura dell'area di contatto

b) dal materiale (solitamente rondelle) interposto tra base di contatto e radiatore.

c) dalla pressione con cui viene fissata la base di montaggio del transistore al radiatore di calore.

Tenendo presente quanto sopra occorrerà che in sede di realizzazione del radiatore non rimangano sbavature o (riccioli) e peggio ancora, ondulazioni dovute all'eccessiva pressione della punta del trapano: le due superfici che verranno a contatto dovranno essere pertanto piatte, liscie e ben pulite. L'anodizzazione a cui solitamente viene sottoposta la superficie del radiatore e che protegge la superficie da eventuali fenomeni corrosivi di natura elettrolitica, non supera in genere lo spessore di 50µm, e pertanto non può influire minimamente sul valore della resistenza termica.

Nonostante le precauzioni suddette, in pratica, le superfici di contatto rispettivamente del transistore e del radiatore non sono mai completamente piatte, e pertanto anche dopo il fissaggio potranno sempre rimanere all'interno delle superfici a contatto delle "bolle d'aria". Per eliminare quest'ultime è prassi comune spalmare le superfici a contatto con paste o grassi al silicone che con la loro viscosità, "riempiono" le suddette bolle. Queste sostanze inoltre alla normale temperatura di funzionamento del transistore, posseggono un'elevata conduttività termica. Per migliorare ulteriormente quest'ultima proprietà, solitamente a queste paste viene aggiunta una polvere isolante, buona conduttrice di calore.

La resistenza termica tra base di montaggio del transistore e radiatore di calore (e cioè $R_{th\,mb\text{-}h}$) è in genere molto bassa rispetto a quelle esistenti tra giunzione e base di montaggio (e cioè $R_{th\,j\text{-}mb}$) e tra dissipatore e ambiente (e cioè $R_{th\,h\text{-}amb}$) *solo* nel caso in cui il raffreddamento del radiatore avvenga per *convezione naturale*. Se il raffreddamento avvenisse invece per aria forzata o ad acqua, allora sarebbe la resistenza termica radiatore/ambiente (e cioè $R_{th\,h\text{-}amb}$) ad assumere valori molto bassi, nel qual caso una perfetta aderenza tra base di montaggio del transistore e radiatore sarebbe assolutamente indispensabile.

4. - CALCOLO DELLA RESISTENZA TERMICA

Osservando la figura 1a si vede che quando non viene impiegato nessun radiatore di calore, la resistenza termica complessiva tra giunzione e ambiente è data da:

$$R_{th\,j\text{-}amb} = R_{th\,h\text{-}mb} + R_{th\,mb\text{-}amb} \qquad (1)$$

I transistori di potenza vengono di regola montati su radiatore per il semplice fatto che la loro resistenza termica giunzione/ambiente (e cioè $R_{th\,j\text{-}amb}$) non è abbastanza bassa e tale quindi da "far uscire" dal cristallo tutto il calore in esso dissipato; la temperatura del cristallo assumerebbe in questo caso valori elevati tali da mettere fuori uso il dispositivo. Da qui la necessità

di montare il transistore su un opportuno radiatore di calore; nel qual caso la resistenza complessiva giunzione/ambiente diventa:

$$R_{th\ j\text{-}amb} = R_{th\ j\text{-}mb} + R_{th\ mb\text{-}h} + R_{th\ h\text{-}amb} \qquad (2)$$

Per inciso è bene ricordare che, in questo caso, la "fuga diretta" di calore dal contenitore verso l'ambiente (e cioè $R_{th\ mb\text{-}amb}$) è di pochissima entità.

Il primo passo da fare per determinare le dimensioni e la natura del dissipatore da impiegare è quello di calcolare la massima resistenza termica radiatore/ambiente ($R_{th\ h\text{-}amb}$) capace di mantenere la temperatura alle giunzioni del dispositivo *al di sotto* del massimo valore ammissibile. Per questo calcolo occorrerà innanzitutto sapere se il dispositivo ha un funzionamento continuo (in c.c.) oppure intermittente (in c.a.).

a) Funzionamento continuo

Nel caso di funzionamento in corrente continua, la massima resistenza termica del dissipatore potrà essere calcolata direttamente partendo dalla massima temperatura della giunzione desiderata. Pertanto, tenendo presenti le equazioni:

$$R_{th\ j\text{-}amb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot\ (media)}} \qquad (3)$$

e

$$R_{th\ j\text{-}mb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot\ (media)}} \qquad (4)$$

combinando la (2) e la (3),

$$R_{th\ h\text{-}amb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot\ (media)}} - R_{th\ j\text{-}mb} - R_{th\ mb\text{-}h} \qquad (5)$$

e sostituendo la (4) nella (5) avremo:

$$R_{th\ h\text{-}amb} = \frac{T_{mb} - T_{amb}}{P_{tot\ (media)}} - R_{th\ mb\text{-}h} \qquad (6)$$

I valori di $R_{th\ j\text{-}mb}$ e $R_{th\ mb\text{-}h}$ vengono pubblicati nei manuali dei dati tecnici dei transistori. Pertanto, per conoscere il massimo valore della resistenza termica che dovrà avere il radiatore si potrà ricorrere sia all'equazione (5) che alla (6).

b) Funzionamento intermittente

Nel caso di funzionamento ad impulsi, non possono essere usati i circuiti termici equivalenti riportati in fig. 1. In questo caso sarà più opportuno parlare di *impedenza termica* $Z_{th\ j\text{-}mb}$.

E' nota l'equazione:

$$P_{tot\ M} = \frac{T_j - T_{mb}}{Z_{th\ j\text{-}mb}} \qquad (7)$$

per cui avremo:

$$T_{mb} = T_j - P_{tot\ M} \cdot Z_{th\ j\text{-}mb} \qquad (8)$$

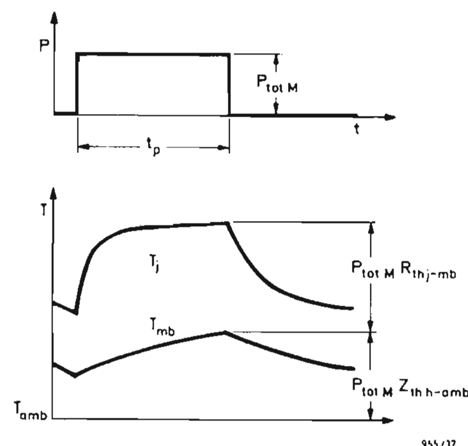


Fig. 3 - Variazione della temperatura alla giunzione e alla base di montaggio nel caso in cui la durata dell'impulso non sia piccola rispetto alla costante termica del radiatore.

Nelle condizioni di funzionamento intermittente si suppone sempre che la temperatura della base di montaggio del transistore rimanga costante. Questa supposizione in pratica è sempre valida purchè il tempo di durata dell'impulso risulti *inferiore* a circa un secondo.

In queste condizioni, come indicato in fig. 2, la temperatura della base di montaggio praticamente non cambia. Ciò è dovuto al fatto che i radiatori, di regola, posseggono un'elevata capacità termica, e di conseguenza, una *costante di tempo* termica molto elevata.

L'equazione (6) può quindi ritenersi valida anche in questo caso *solo però a condizione che la durata dell'impulso sia inferiore ad un secondo.* Il valore della temperatura della base di montaggio (T_{mb}) si può ricavare dalla (8) mentre la resistenza termica del radiatore ($R_{th\ h\text{-}amb}$) viene derivata dall'equazione (6).

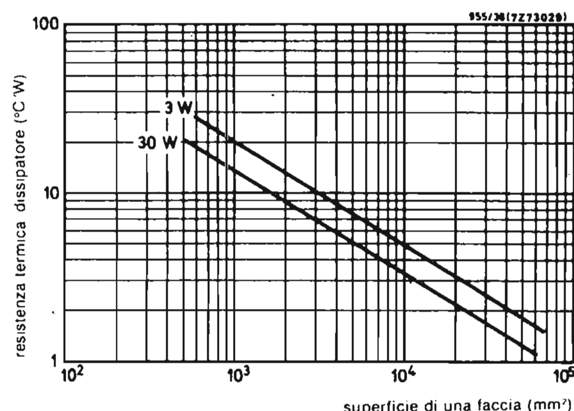


Fig. 4 - Andamento della resistenza termica in funzione dell'area (solo un lato) in un radiatore costituito da una piastra di alluminio liscia annerita con spessore di 3 mm e di forma pressocchè quadrata.

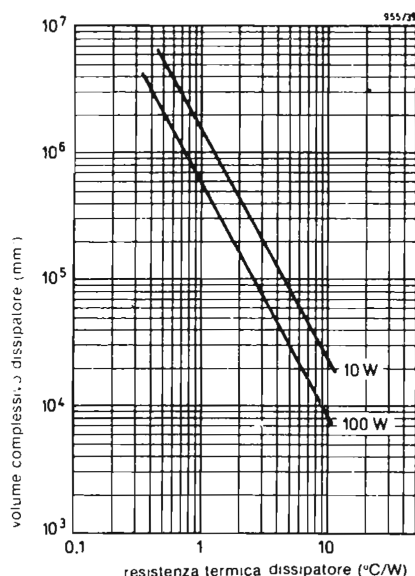


Fig. 5 - Volume in funzione della resistenza termica in un radiatore di alluminio annerito con alette.

5. - RADIATORI DI CALORE

Normalmente vengono usati tre tipi di radiatori:

1) radiatori piatti (compresi gli chassis delle apparecchiature)
2) radiatori presso-fusi con alette
3) radiatori estrusi con alette

Il materiale usato è generalmente *l'alluminio;* per i radiatori piatti in molti casi viene usato anche *il rame.* Nei transistori di piccola potenza vengono usate, per migliorare la dissipazione, piccole clips con alette.

1) Finitura della superficie del radiatore e suo potere irradiante

La resistenza termica di un dato radiatore dipende dalla finitura della sua superficie. Una superficie verniciata possiede di regola un grado di emissività (potere irradiante) superiore a quella di una superficie non verniciata (lucida). Questa proprietà è più marcata nei *radiatori piatti* nei quali un terzo del calore viene smaltito per irradiazione. Il colore della vernice non influisce sul grado di emissività; infatti, la resistenza termica di un radiatore piatto con superficie verniciata di bianco è appena superiore del 3% a quella di un uguale radiatore la cui superficie sia stata verniciata di nero.

Nei *radiatori con alette,* la verniciatura non ha grande efficacia agli effetti della diminuzione della resistenza termica, in quanto, in questo caso, il calore emesso da un'aletta può trasmettersi alle alette vicine; ciò nonostante, anche in questo caso, la verniciatura è sempre da preferire ad una superficie nuda. Anche l'*anodizzazione* e la *mordenzatura* delle superfici del radiatore tende a ridurre la resistenza termica.

Le *vernici metalliche* a base di alluminio hanno bassi valori di emissività; quest'ultima è però sempre dieci volte superiore a quella dei radiatori con superficie lucida e brillante.

2) Radiatori piatti

Sono i tipi di radiatori più semplici. Possono presentarsi come piastre metalliche separate oppure come parti o superfici dello chassis dell'apparecchiatura stessa. La resistenza termica di questi radiatori dipende dal loro spessore, dalla loro area, dal particolare orientamento, dalla natura della loro superficie, ed infine, dalla potenza dissipata dal transistore (o diodo) in essi montato. In particolare, riguardo all'orientamento, c'è da dire che se montato *orizzontalmente,* un radiatore piatto presenta una resistenza termica *due volte* più grande della resistenza termica dello stesso radiatore montato *verticalmente.* Questo comportamento sarà da tener presente quando per radiatore piatto si sfrutta lo chassis dell'apparecchiatura. In fig. 4 si può vedere l'andamento della resistenza termica di un radiatore piatto annerito in funzione della superficie (di un lato solo) con la dissipazione di potenza assunta come parametro. Il grafico ha una accuratezza compresa entro il 25% per radiatori piatti pressocchè quadrati nei quali il rapporto lati, è inferiore a 1,25:1.

3) Radiatori con alette

In linea di principio questi tipi di radiatori potrebbero essere realizzati impiegando un certo numero di radiatori piatti. E' più semplice però acquistarli dato che in commercio esistono radiatori ad alette già fatti sia presso-fusi che estrusi. Questi radiatori ad alette esistenti in commercio hanno più o meno la stessa forma, e comunque tale da far avere al radiatore il minimo valore di resistenza termica. Il confronto quindi tra i vari tipi esistenti in commercio, più che sulla forma dovrà essere fatto sul volume da essi occupato. Un tale confronto è presentato graficamente in fig. 5 e vale per radiatori con alette disposte verticalmente. Anche in questo caso, il grafico è preciso entro il 25%.

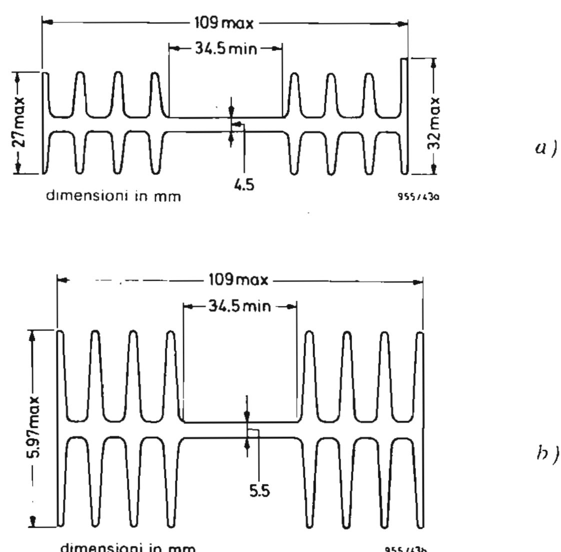


Fig. 6 - Sezioni dei tipi 30D e 40D di radiatori ad estrusione.

6. - CALCOLO DELLE DIMENSIONI DEL RADIATORE

Abbiamo visto come si calcola il *massimo* valore di resistenza termica ammissibile superato il quale il transistore può andare incontro alla sua distruzione. In questo capitolo vedremo invece il tipo e le dimensioni più adatte che deve avere un dato dissipatore di calore in modo da avere un valore di resistenza termica *più basso* possibile, e poter quindi dissipare la maggior quantità di calore possibile e mantenere quindi la temperatura delle giunzioni del dispositivo molto al di sotto della massima soglia ammissibile.

Innanzitutto occorrerà considerare le due condizioni classiche di raffreddamento possibili, e cioè; il raffreddamento ad aria naturale e quello ad aria forzata.

a) Raffreddamento ad aria naturale

Le dimensioni da assegnare al radiatore (piatto o estruso con alette non ha importanza) possono essere ricavate dai grafici riportati in fig. 10.

Premettiamo però che i valori di resistenza termica radiatore/ambiente (e cioè $R_{th\ h\text{-}amb}$) in funzione delle dimensioni del radiatore, forniti da questi grafici non *sono esatti* in modo assoluto (questa precisazione vale anche per gli analoghi grafici dati da altri costruttori di dispositivi a semiconduttori). Ciò per l'ovvio motivo che le condizioni reali in cui viene a lavorare il dispositivo, in genere, non sono l'esatta riproduzione di quelle che sono servite per tracciare i grafici in questione. E' per questo motivo che i valori *pratici* di resistenza termica possono differire da quelli dati dai grafici fino ad un massimo del 10%.

Da ciò consegue che la misura delle varie temperature dovrà essere effettuata ad apparecchiatura finita; e ciò vale in particolare per quei casi in cui le condizioni termiche reali sono particolarmente critiche.

Fatta questa premessa, elenchiamo qui di seguito le condizioni che bisogna realizzare per poter usare i grafici di fig. 10.

1) il raffreddamento deve avvenire a circolazione naturale dell'aria (e cioè a convezione naturale e assenza di "sacche" di aria calda)
2) la temperatura ambiente deve essere di circa 25 °C, e dovrà essere misurata ad una distanza di 50 mm al di sotto del bordo del radiatore (vedi figura 7)
3) la pressione atmosferica dovrà essere di circa $10^5 N/m^2$
4) il radiatore non dovrà aver vicino altri radiatori
5) tra la faccia (o il bordo inferiore) del radiatore e la base dell'apparecchiatura dovrà esserci una distanza di circa 100 mm (vedi ancora fig. 7)
6) il transistore dovrà essere montato pressochè al centro del radiatore (ciò non vale per i radiatori ad alette a causa della loro ottima conducibilità di calore).

Realizzate queste condizioni, le dimensioni del dissipatore potranno essere calcolate nella seguente maniera (fig. 9), questa fig. schematica indica la maniera con cui si deve usare il grafico vero e proprio riportato in fig. 10.

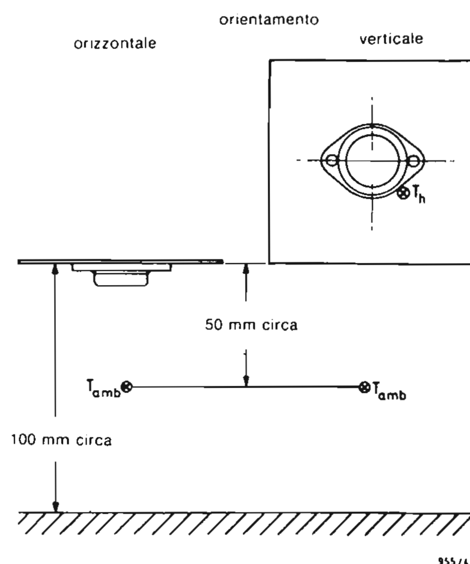


Fig. 7 - Condizioni da realizzare per poter servirsi del nomogramma di fig. 10.

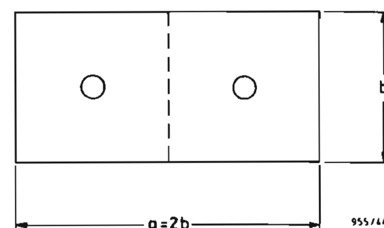


Fig. 8 - Ubicazione in un unico radiatore di due transistori che dissipano uguale potenza.

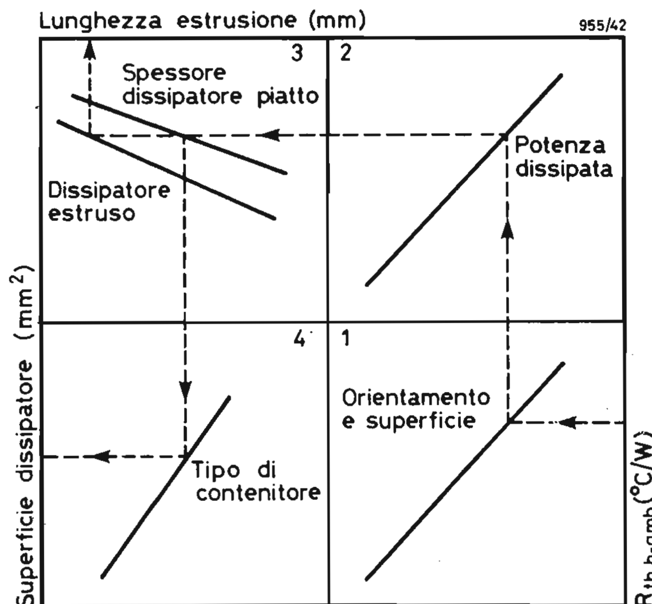


Fig. 9 - Guida per l'utilizzazione del nomogramma di fig. 10. Si parte dal valore di resistenza termica desiderato (quadrante 1) e seguendo le varie freccie si arriva a determinare l'area che dovrà avere il radiatore, nel caso questo sia piatto (quadrante 4), oppure la lunghezza del medesimo nel caso in cui questo sia ad estrusione (quadrante 3).

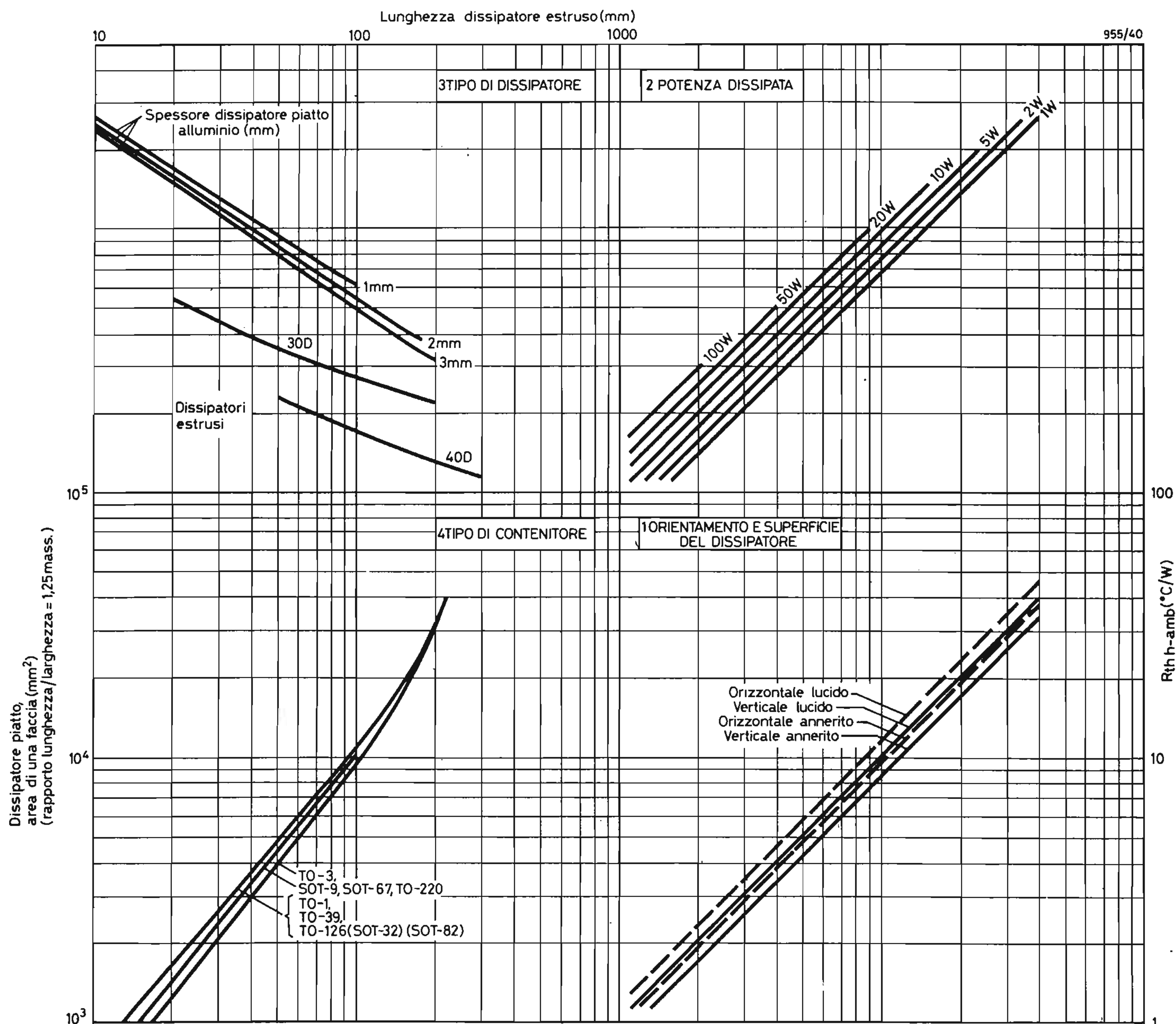


Fig. 10 - Nomogramma per il calcolo dell'area o della lunghezza di un radiatore rispettivamente piatto o estruso, quando si conosce il valore della resistenza termica desiderato.

1) Partire dal valore di resistenza termica radiatore/ambiente da ottenere ($R_{th\ h\text{-}amb}$) indicato a destra in basso nel quadrante 1. Dirigersi *orizzontalmente* fino ad incontrare il grafico riguardante l'orientamento e il tipo di superficie caratteristici del radiatore in questione.

2) Da questo punto di intersezione dirigersi *verticalmente* nel quadrante 2 fino ad intersecare il grafico che indica il valore di dissipazione che interessa

3) Dal punto di intersezione con il grafico della dissipazione *dirigersi di nuovo orizzontalmente* verso il quadrante 3 fino ad incontrare il grafico che indica lo spessore desiderato (se il radiatore è piatto) oppure il tipo di estrusione usata.

4) Nel caso si sia scelto un radiatore estruso, rimanendo nel quadrante 3, si tracci una retta verso l'alto in modo da sapere la lunghezza del radiatore estruso scelto. (Le figure 6a e 6b riportano, in sezione, le dimensioni delle estrusioni 30D e 40D).

5) Nel caso invece sia stato scelto un radiatore piatto, (sempre partendo dal quadrante 3) si tracci una retta diretta verso il basso fino ad incontrare la curva relativa al tipo di contenitore del transistore (o diodo) impiegato.

6) Da questo punto di intersezione si tracci una retta orizzontale diretta verso sinistra così da poter leggere l'area che dovrà avere il radiatore piatto scelto.

7) Attenzione! Le dimensioni del radiatore piatto non dovranno superare il rapporto 1,25: 1.

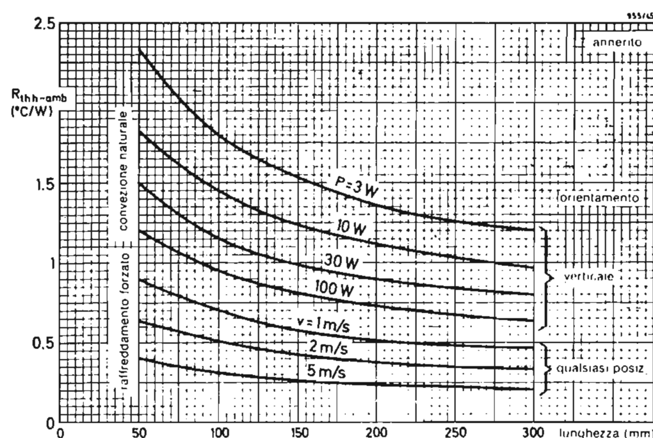


Fig. 11. - Resistenza termica in un radiatore estruso (40D) in funzione della lunghezza nel caso di raffreddamento naturale o ad aria forzata.

Le curve che nel grafico di fig. 10 si trovano nel quadrante 2 tengono conto della *non linearità* intercorrente tra la caduta di temperatura ai capi del radiatore e le perdite della potenza dissipata. Succede pertanto che rimanendo inalterato il valore della resistenza termica avremo che ad un aumento della potenza dissipata corrisponderà una diminuzione nelle dimensioni del radiatore.

Facciamo un esempio a dimostrazione di ciò.

Un radiatore estruso verniciato, montato verticalmente deve avere una resistenza termica $R_{th\ h\text{-}amb}$ massima di 2,6 °C/W alle potenze rispettivamente di 5 W e 50 W.

Si parta da una $R_{th\ h\text{-}amb}$ di 2,6 °C/W riportata nel quadrante 1 del nomogramma e dopo aver intersecato prima la retta a 5 W e dopo quella a 50 W (quadrante 2), si vede che scegliendo un radiatore estruso tipo 30D, questi dovrà essere lungo 110 mm nel caso di una dissipazione di 5 W e 44 mm nel caso di dissipazione di 50 W.

Quest'ultimo caso (dissipazione 50 W) richiederà un dissipatore più corto in quanto la differenza di temperatura è 10 volte più grande del caso con dissipazione di 5 W.

b) Raffreddamento ad aria forzata

Nel caso in cui la resistenza termica dovesse essere inferiore ad 1 °C/W oppure se il radiatore non potesse avere le dimensioni richieste, il raffreddamento del radiatore dovrebbe essere effettuato mediante aria forzata (ventilatore). In questo caso, a parte le dimensioni del radiatore, la resistenza termica verrebbe a dipendere *esclusivamente* dalla velocità del flusso d'aria. Se il getto d'aria è parallelo alle alette di raffreddamento ed ha una discreta velocità (v > 0,5 m/s), la resistenza termica non verrà più a dipendere dal valore di dissipazione e dall'orientamento del radiatore.

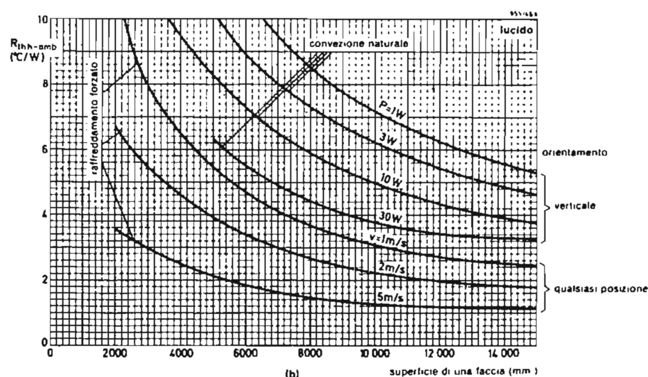
Fenomeni di turbolenza dell'aria potrebbero però influire sui valori di resistenza termica in precedenza calcolati.

La fig. 11 indica l'andamento della resistenza termica in funzione della lunghezza in un radiatore estruso ad alette; si noti la notevole riduzione di detta resistenza nel caso venisse impiegato un raffreddamento ad aria forzata; il grafico indica anche che in questo caso è possibile ridurre la lunghezza del radiatore medesimo.

In fig. 12 è dato l'andamento della resistenza termica in funzione dell'area di un radiatore piatto raffreddato con aria forzata. Anche in questo caso, l'orientamento e la potenza dissipata influiscono minimamente sul valore della resistenza termica.

Si suppone, naturalmente, che il flusso d'aria sia abbastanza veloce.

(da Technical Information Philips)



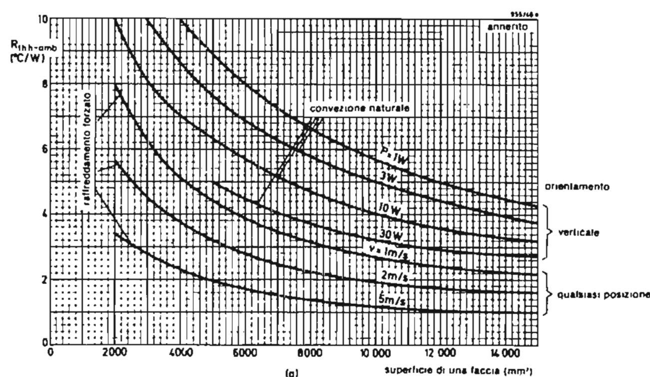


Fig. 12 - Resistenza termica di dissipatori di rame (spessore = 2 mm) oppure di alluminio (spessore = 3 mm) in condizioni di raffredamento naturale (convezione) e di raffreddamento forzato. I grafici valgono per un contenitore TO-3. (a destra) radiatore con superficie annerita. (a sinistra) radiatore con superficie lucida.

DATA SHEETS DEI DIODI, DEI TRANSISTORI E DEI CIRCUITI INTEGRATI

BRIDGE RECTIFIER ASSEMBLY

Plastic encapsulated bridge rectifier assembly comprising four silicon double diffused diodes. It is primarily intended for equipment drawing its power from mains with frequencies up to 400 Hz.

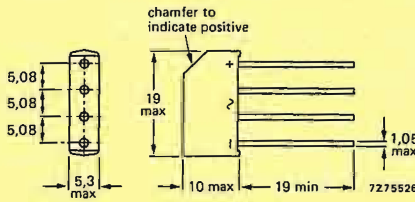
QUICK REFERENCE DATA

Input				
R.M.S. voltage	$V_{I(RMS)}$	max.	280	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	800	V
Output				
Continuous voltage				
with C load	V_O		400	V
with R load	V_O		255	V
Average current				
with R load up to T_{amb} = 40 °C	I_O	max.	1	A
Repetitive peak current	I_{ORM}	max.	5	A

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

SOD-28



The sealing of the plastic envelope withstands the accelerated damp heat test of IEC recommendation 68-2 (test D, severity IV, 6 cycles).

All information applies to mains frequencies up to 400 Hz.

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

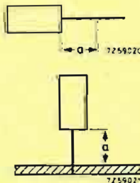
Input				
R.M.S. voltage	$V_{I(RMS)}$	max.	280	V
Crest working voltage	V_{IWM}	max.	400	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	800	V
Non repetitive peak voltage; t ≤ 10 ms	V_{ISM}	max.	800	V
Non repetitive peak current (see also page 6)	I_{ISM}	max.	25	A
Output				
Average current with C load	See pages 4 and 5			
Average current with R and L load up to T_{amb} = 40 °C (see also page 5)	I_O	max.	1	A
Repetitive peak current	I_{ORM}	max.	5	A
Temperatures				
Storage temperature	T_{stg}	−55 to +125		°C
Junction temperature	T_j	max.	125	°C

THERMAL RESISTANCE

Effect of mounting on thermal resistance $R_{th\ j-a}$

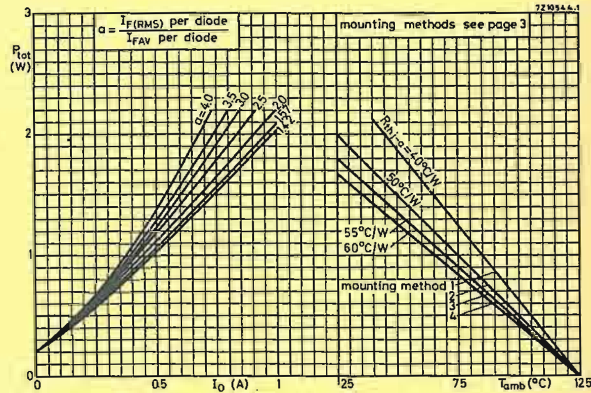
The quoted values apply when no other leads run to the tie-points. If leads of other dissipating components share the same tie-points, the thermal resistance will be higher than that quoted.

1. Mounted to solder tags at a lead-length a > 5 mm. $R_{th\ j-a}$ = 40 °C/W
2. Mounted on printed-wiring board at a = maximum lead-length. $R_{th\ j-a}$ = 50 °C/W
3. Mounted on printed-wiring board at a lead-length a = 5 mm. $R_{th\ j-a}$ = 55 °C/W
4. Mounted on printed-wiring board at a lead length a = 1.5 mm. $R_{th\ j-a}$ = 60 °C/W (distance -a- including printed-wiring board thickness)



SOLDERING AND MOUNTING NOTES

1. The maximum permissible contact time for the soldering iron or bath is 3 seconds.
2. If the soldered joints are at least 5 mm from the seal, the maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 270 °C. If the joints are between 1.5 mm (min) and 5 mm from the seal, the maximum permissible temperature is 250 °C.
3. Avoid hot spots due to handling or mounting; the body of the device must not come into contact with or be exposed to a temperature higher than 150 °C.



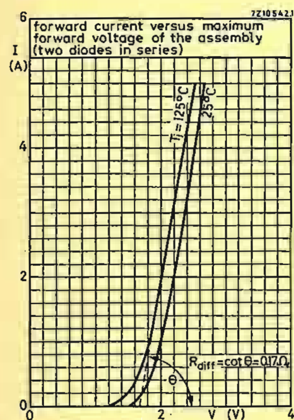
From the lefthand graph the total power dissipation can be found as a function of the average output current.

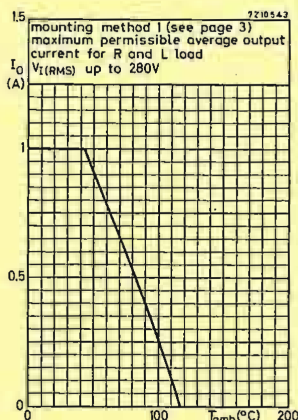
The parameter $a = \frac{I_{F(RMS)} \text{ per diode}}{I_{FAV} \text{ per diode}}$ depends on $\omega R_L C_L$ and $\frac{R_t + R_{diff}}{R_L}$ and can be found from existing graphs.

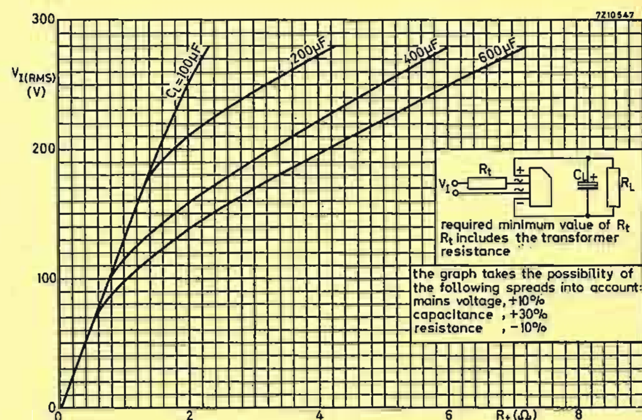
See Application Book: RECTIFIER DIODES.
Once the power dissipation is known, the max. permissible ambient temperature follows from the right hand graph.

For the series resistance, added to limit the initial peak rectifier current, the required minimum value can be found from the upper graph on page 6.
R_{diff} is shown on page 5, left hand upper graph.

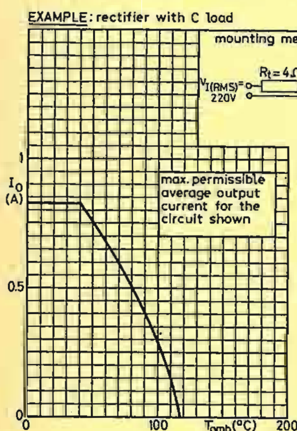
BY179

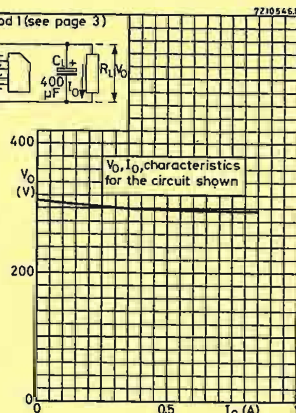


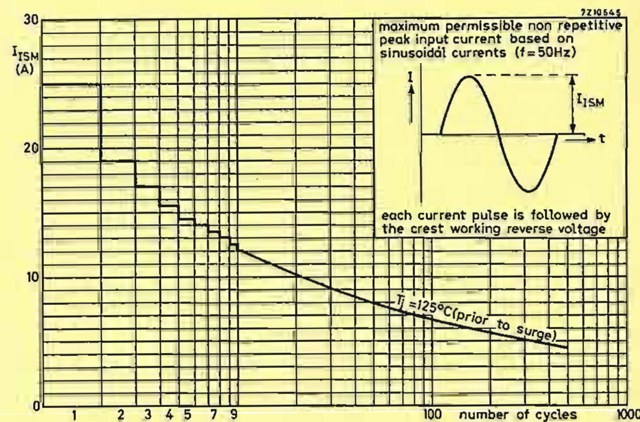




EXAMPLE: rectifier with C load







SILICON BRIDGE RECTIFIERS

Ready-for-use mains full-wave bridges, each consisting of four double-diffused silicon diodes, in a plastic encapsulation. The bridges are intended for use in equipment supplied from mains with r.m.s. voltages up to 280 V and are capable of delivering up to 1000 W into capacitive loads. They may be used in free air or clipped to a heatsink.

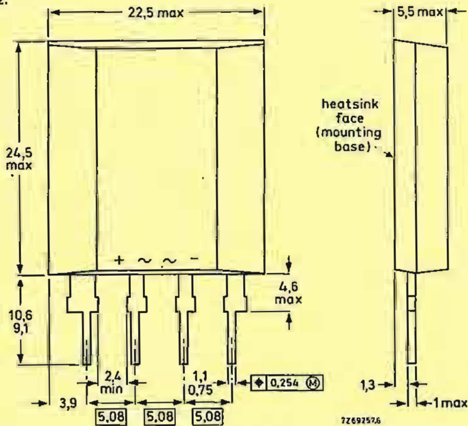
QUICK REFERENCE DATA

Input			BY224-400	600	
R.M.S. voltage	$V_{I(RMS)}$	max.	220	280	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	400	600	V
Non-repetitive peak current	I_{ISM}	max.		100	A
Peak inrush current	I_{IIM}	max.		200	A
Output					
Average current	$I_{O(AV)}$	max.		4,8	A

MECHANICAL DATA (see also Fig. 1a)

Dimensions in mm

Fig. 1 SOT-112.

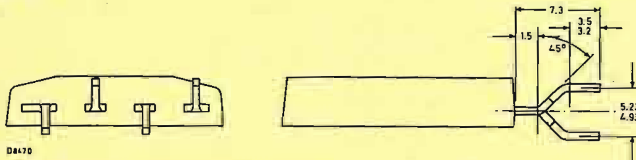


Net mass: 6,8 g

Accessories supplied on request: 56366 (clip); for mounting instructions see data 56366.

The sealing of the plastic withstands the accelerated damp heat test of IEC recommendation 68-2 (test D, severity IV, 6 cycles).

Fig. 1a



A version with cranked pins (as shown in figure 1a) is available on request.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Input			BY224-400	600	
Non-repetitive peak voltage ($t \leqslant 10$ ms)	V_{ISM}	max.	400	600	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	400	600	V
Crest working voltage	V_{IWM}	max.	350	400	V
R.M.S. voltage (sine-wave)	$V_{I(RMS)}$	max.	220	280	V
Non-repetitive peak current half sine-wave; t = 20 ms; with reapplied V_{IWMmax}					
T_j = 25 °C prior to surge	I_{ISM}	max.		100	A
T_j = 150 °C prior to surge	I_{ISM}	max.		85	A
Peak inrush current (see Fig. 6)	I_{IIM}	max.		200	A
Output					
Average current (averaged over any 20 ms period; see Figs 2 and 3) heatsink operation up to T_{mb} = 90 °C	$I_{O(AV)}$	max.		4,8	A
free-air operation at T_{amb} = 45 °C; (mounting method 1a)	$I_{O(AV)}$	max.		2,5	A
Repetitive peak current	I_{ORM}	max.		50	A
Temperatures					
Storage temperature	T_{stg}			−40 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max.		150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$	=	4,0	°C/W

Influence of mounting method

1. Free-air operation

The quoted values of $R_{th\,j\text{-}a}$ should be used only when no loads of other dissipating components run to the same tie-point (see Fig. 3).

Thermal resistance from junction to ambient in free air

a. Mounted on a printed-circuit board with 4 cm² of copper laminate to + and − leads	$R_{th\,j\text{-}a}$	=	19,5	°C/W
b. Mounted on a printed-circuit board with minimal copper laminate	$R_{th\,j\text{-}a}$	=	25	°C/W

2. Heatsink mounted with clip (see mounting instructions)

Thermal resistance from mounting base to heatsink

a. With zinc-oxide heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	1,0	°C/W
b. Without heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	2,0	°C/W

MOUNTING INSTRUCTIONS

1. Soldered joints must be at least 4 mm from the seal.
2. The maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 270 °C; contact with the joint must not exceed 3 seconds.
3. Avoid hot spots due to handling or mounting; the body of the device must not come into contact with or be exposed to a temperature higher than 150 °C.
4. Leads should not be bent less than 4 mm from the seal. Exert no axial pull when bending.
5. Recommended force of clip on device is 120 N (12 kgf).
6. The heatsink should be in contact with the entire mounting base of the device and heatsink compound should be used.

CHARACTERISTICS

Forward voltage (2 diodes in series) I_F = 10 A; T_j = 25 °C	V_F	<	2,3	V*
Reverse current (2 diodes in parallel) $V_R = V_{IWMmax}$; T_j = 25 °C	I_R	<	200	μA

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

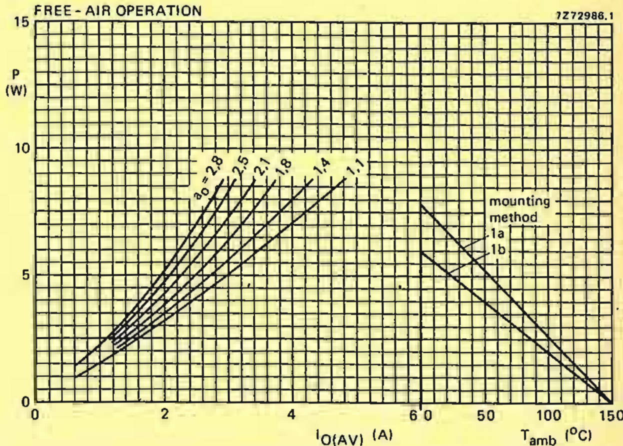


Fig. 2 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand graph) and the maximum permissible ambient temperature.

Output form factor $a_o = I_{O(RMS)}/I_{O(AV)} = 0{,}707 \times I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$ per diode.

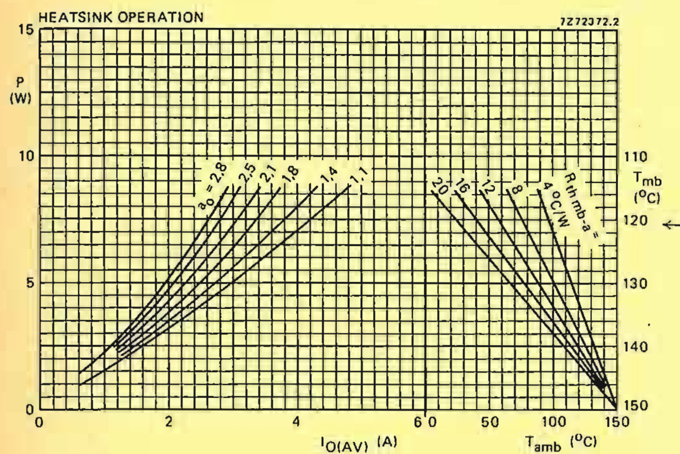
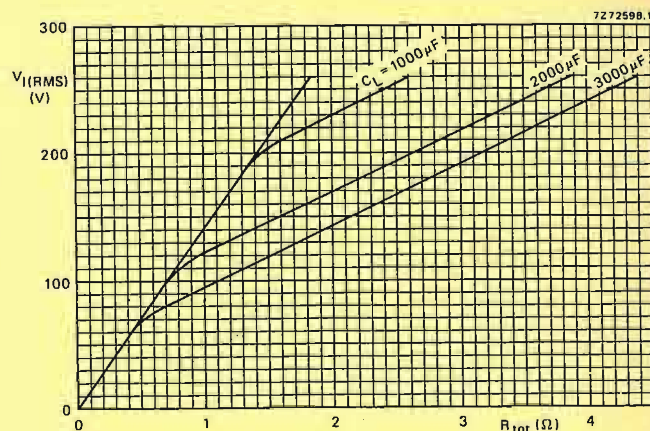
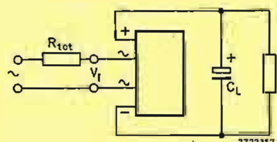


Fig. 3 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand graph) and the maximum permissible temperatures.

Output form factor $a_o = I_{O(RMS)}/I_{O(AV)} = 0{,}707 \times I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$ per diode.





The graph takes the possibility of the following spreads into account:

mains voltage	+10%
capacitance	+50%
resistance	−10%

Fig. 6 Minimum value of the total series resistance R_{tot} (including the transformer resistance) required to limit the peak inrush current.

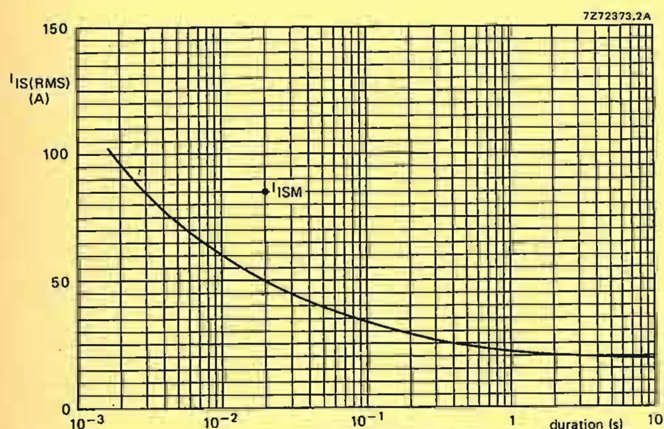
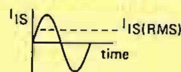


Fig.4 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. input current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{IWMmax}.



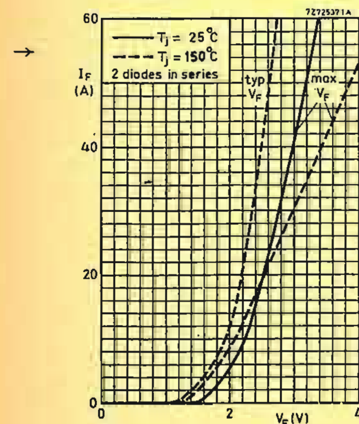
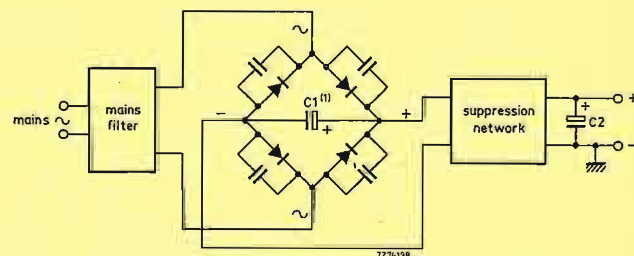


Fig.5

APPLICATION INFORMATION



(1) External capacitor.

Fig. 7 Because smoothing capacitor C2 is not always connected directly across the bridge (a suppression network may be sited between capacitor and bridge as shown), it is necessary to connect a capacitor of about 1 μF, C1, between the + and − terminals of the bridge. This capacitor should be as close to the bridge as possible, to give optimum suppression of mains transients.

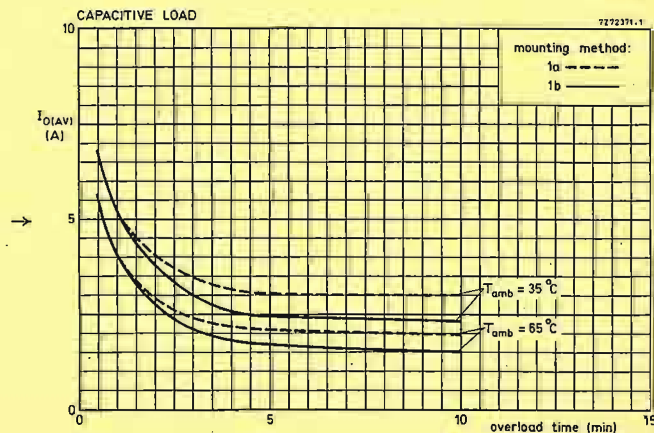


Fig.8

SILICON BRIDGE RECTIFIER

Ready-for-use full-wave bridge rectifier in a plastic encapsulation. The bridge is intended for use in equipment supplied from mains with r.m.s. voltages up to 280 V and is capable of delivering output currents up to 1.5 A.

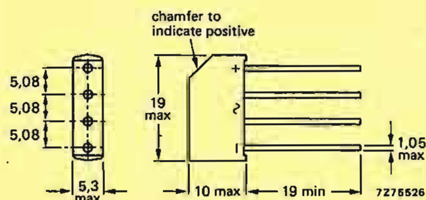
QUICK REFERENCE DATA

Input				
R.M.S. voltage	$V_{I(RMS)}$	max.	280	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	600	V
Non-repetitive peak current	I_{ISM}	max.	50	A
Output				
Average current	$I_{OA(V)}$	max.	1.5	A

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOD–28



The sealing of the plastic envelope withstands the accelerated damp heat test of IEC recommendation 68–2 (test D, severity IV, 6 cycles).

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Input				
Non-repetitive peak voltage ($t \leq 10$ ms)	V_{ISM}	max.	600	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	600	V
Crest working voltage	V_{IWM}	max.	400	V
R.M.S. voltage (sine-wave)	$V_{I(RMS)}$	max.	280	V
Non-repetitive peak current;* half sine-wave; t = 20 ms; with reapplied V_{IWMmax} T_j = 150 °C prior to surge	I_{ISM}	max.	50	A
Output				
Average current (averaged over any 20 ms period; see Fig.3) free-air operation at T_{amb} = 45 °C; (mounting method a)	$I_{O(AV)}$	max.	1.5	A
Repetitive peak current	I_{ORM}	max.	10	A
Temperatures				
Storage temperature	T_{stg}		−55 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

Influence of mounting method

1. Free-air operation

The quoted values of $R_{th\ j\text{-}a}$ should be used only when no leads of other dissipating components run to the same tie-point.

Thermal resistance from junction to ambient in free air

a. Mounted on a printed-circuit board with 4 cm² of copper laminate to + and – leads	$R_{th\ j\text{-}a}$	=	38	°C/W
b. Mounted on a printed-circuit board with minimal copper laminate; 1.5 mm lead length	$R_{th\ j\text{-}a}$	=	52	°C/W
c. Mounted on a printed-circuit board with minimal copper laminate; maximum lead length	$R_{th\ j\text{-}a}$	=	44	°C/W

MOUNTING INSTRUCTIONS

1. The maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 270 °C; it must not be in contact with the joint for more than 3 seconds.
2. Avoid hot spots due to handling or mounting; the body of the device must not come into contact with or be exposed to a temperature higher than 150 °C.
3. Exert no axial pull when bending.

CHARACTERISTICS

Forward voltage (2 diodes in series)

I_F = 2 A; T_j = 25 °C	V_F	<	2.1	V*

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

OPERATING NOTES

The various components of junction temperature rise above ambient are illustrated below.

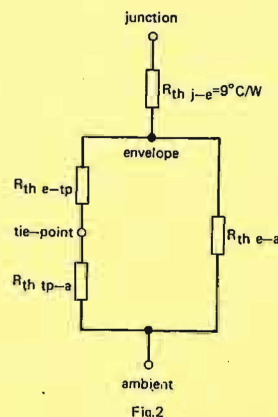


Fig.2

The thermal resistance between envelope and tie-point and between envelope and ambient depend on lead length:

lead length	1.5	5	10	15	max.	mm
$R_{th\ e\text{-}tp}$	1.2	4	8	12	15.2	°C/W
$R_{th\ e\text{-}a}$	110	87	73	65	60	°C/W

The thermal resistance between tie-point and ambient depends on the mounting method. For mounting on a 1.5 mm thick epoxy-glass printed-circuit board with a copper-thickness ≥ 40 µm, the following values apply:

1. Mounting with minimal copper laminate: $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 70 °C/W
2. Mounted on a printed-circuit board with a copper laminate to the + and – lead of:

1 cm² : $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 55 °C/W
2.25 cm² : $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 45 °C/W
4 cm² : $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 40 °C/W

Note: Any temperature can be calculated by using the dissipation graphs and the above thermal model.

FREE-AIR OPERATION

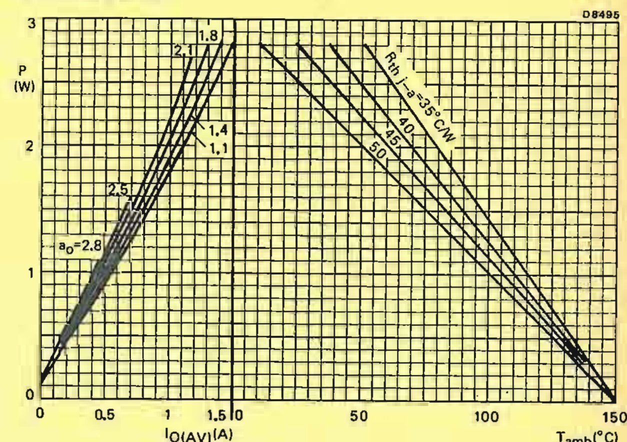


Fig.3 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand graph) and the maximum permissible ambient temperature.

Output form factor $a_o = I_{O(RMS)}/I_{O(AV)} = 0.707 \times I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$ per diode.

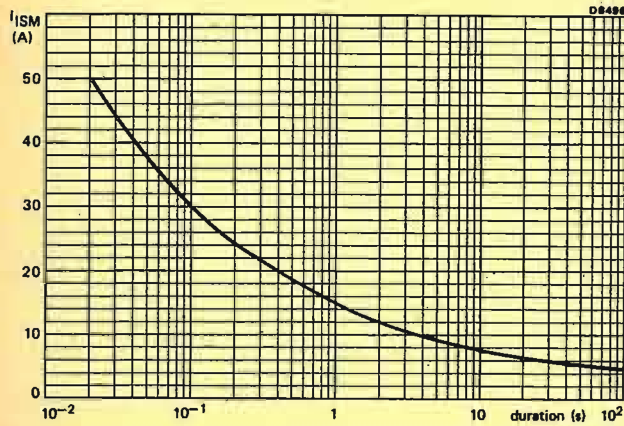


Fig.4 Maximum permissible non-repetitive peak input current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{IWMmax};

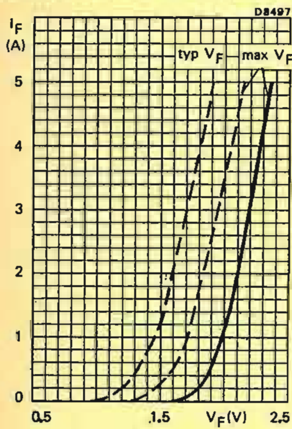
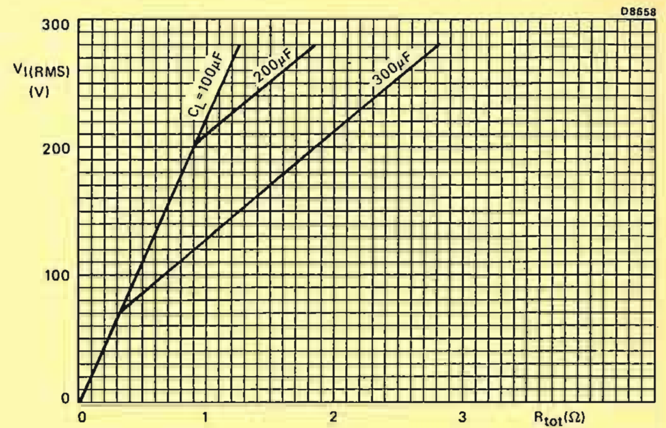
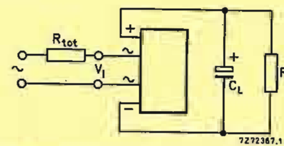


Fig.5 ——— T_j = 25 °C; – – – T_j = 150 °C; 2 diodes in series





The graph takes the possibility of the following spreads into account:

input voltage	+10%
capacitance	+50%
resistance	−10%

Fig.6 Minimum value of the total series resistance R_{tot} (including the transformer resistance) required to limit the peak inrush current.

SILICON BRIDGE RECTIFIERS

Ready for use full-wave bridge rectifiers in a plastic encapsulation.
The bridges are intended for use in equipment supplied from a.c. with r.m.s. voltages up to 420 V and are capable of delivering output currents up to 12A. They are also suitable for use in hi-fi audio equipments and low-voltage industrial power supplies. They may be used in free air or on a heatsink.

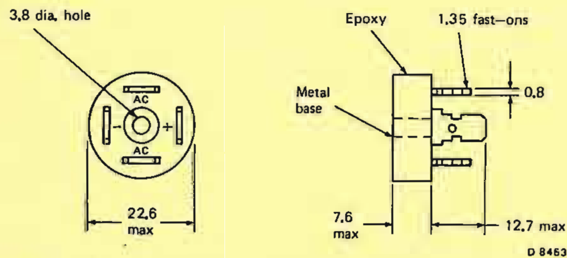
QUICK REFERENCE DATA

Input			BY260–200	400	600	
R.M.S. voltage	$V_{I(RMS)}$	max.	140	280	420	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	200	400	600	V
Non-repetitive peak current	I_{ISM}	max.		125		A
Peak inrush current	I_{IIM}	max.		250		A
Output						
Average current	$I_{O(AV)}$	max.		12		A

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1.



RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134).

Input			BY260–200	400	600	
Non-repetitive peak voltage (t ≤ 10 ms)	V_{ISM}	max.	200	400	600	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	200	400	600	V
Crest working voltage	V_{IWM}	max.	200	400	600	V
R.M.S. voltage (sine-wave)	$V_{I(RMS)}$	max.	140	280	420	V

Non-repetitive peak current half-sinewave; t = 20 ms; with reapplied V_{IWMmax}				
T_j = 25 °C prior to surge	I_{ISM}	max.	125	A
T_j = 150 °C prior to surge	I_{ISM}	max.	100	A
Peak inrush current (see Fig. 5)	I_{IIM}	max.	250	A
Output				
Average current (averaged over any 20 ms period)				
heatsink operation up to T_{mb} = 60 °C (R-load)	$I_{O(AV)}$	max.	12	A
heatsink operation up to T_{mb} = 60 °C (C-load)	$I_{O(AV)}$	max.	7.5	A
Repetitive peak current	I_{ORM}	max.	20	A
Temperatures				
Storage temperature	T_{stg}		–55 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	4.5	°C/W

CHARACTERISTICS

Forward voltage (2 diodes in series) I_F = 7 A; T_j = 25 °C	V_F	<	2.0	V*
Reverse current (2 diodes in parallel) V_R = V_{IWMmax}; T_j = 100 °C	I_R	<	150	μA

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

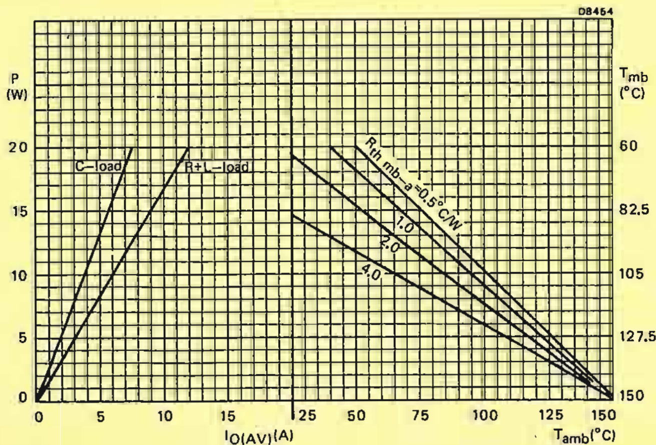


Fig.2 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand graph) and the maximum permissible temperatures.

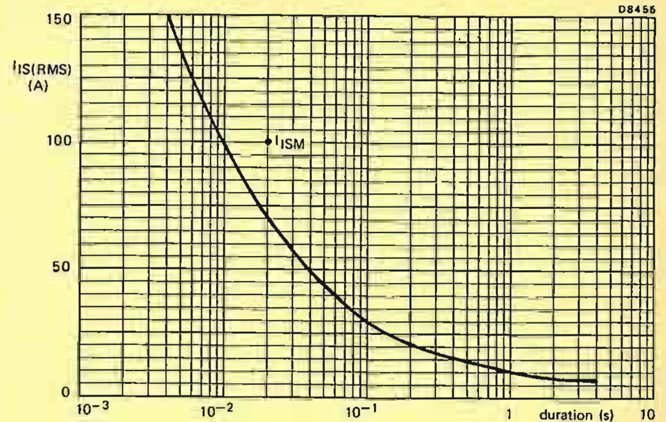


Fig.3 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. input current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge, with reapplied V_{IWMmax}.

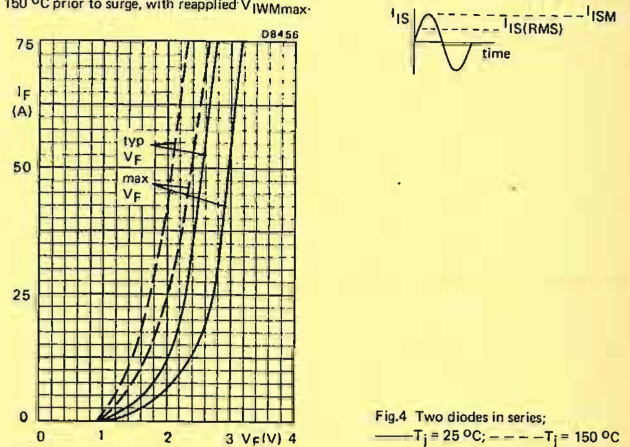
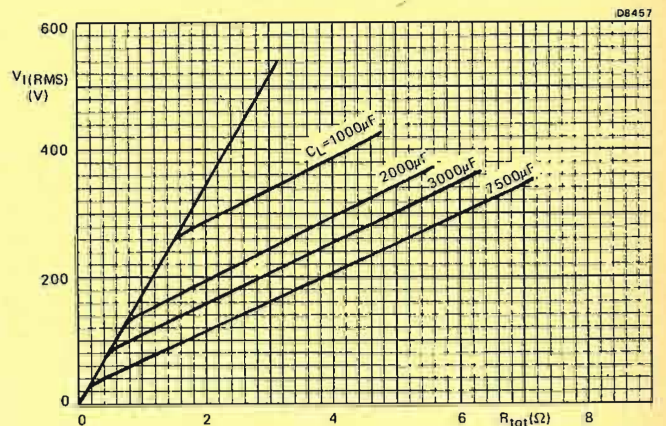
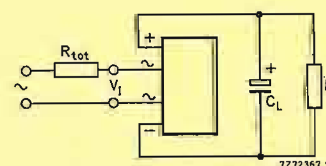


Fig.4 Two diodes in series;
——T_j = 25 °C; – – – –T_j = 150 °C





The graph takes the possibility of the following spreads into account:

mains voltage	+10%
capacitance	+50%
resistance	–10%

Fig.5 Minimum value of the total series resistance R_{tot} (including the transformer resistance) required to limit the peak inrush current.

SILICON BRIDGE RECTIFIERS

Ready for use full-wave bridge rectifiers in a plastic encapsulation.
The bridges are intended for use in equipment supplied from a.c. with r.m.s. voltages up to 420 V and are capable of delivering output currents up to 25A. They may be used in free air or on a heatsink.

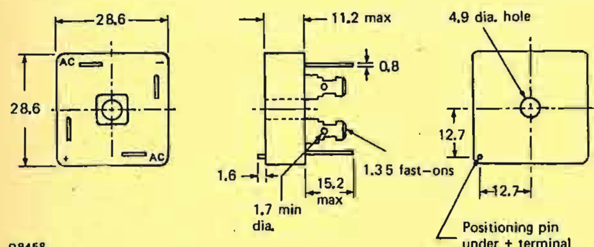
QUICK REFERENCE DATA

Input			BY261–200	400	600	
R.M.S. voltage	$V_{I(RMS)}$	max.	140	280	420	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	200	400	600	V
Non-repetitive peak current	I_{ISM}	max.		320		A
Peak inrush current	I_{IIM}	max.		640		A
Output						
Average current	$I_{O(AV)}$	max.		25		A

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1



RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134).

Input			BY261–200	400	600	
Non-repetitive peak voltage ($t \leq 10$ ms)	V_{ISM}	max.	200	400	600	V
Repetitive peak voltage	V_{IRM}	max.	200	400	600	V
Crest working voltage	V_{IWM}	max.	200	400	600	V
R.M.S. voltage (sine-wave)	$V_{I(RMS)}$	max.	140	280	420	V

Non-repetitive peak current half sinewave; t = 20 ms; with reapplied V_{IWMmax}				
T_j = 25 °C prior to surge	I_{ISM}	max.	320	A
T_j = 150 °C prior to surge	I_{ISM}	max.	250	A
Peak inrush current (see Fig. 5)	I_{IIM}	max.	640	A
Output				
Average current (averaged over any 20 ms period)				
heatsink operation; up to T_{mb} = 55 °C (R-load)	$I_{O(AV)}$	max.	25	A
heatsink operation; up to T_{mb} = 55 °C (C-load)	$I_{O(AV)}$	max.	18	A
Repetitive peak current	I_{ORM}	max.	75	A
Temperatures				
Storage temperature	T_{stg}		−55 to +175	°C
Junction temperature	T_j	max.	175	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$	=	2.5	°C/W

CHARACTERISTICS

Forward voltage (2 diodes in series) I_F = 12 A; T_j = 25 °C	V_F	<	2.3	V*
Reverse current (2 diodes in parallel) $V_R = V_{IWMmax}$; T_j = 100 °C	I_R	<	200	μA

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

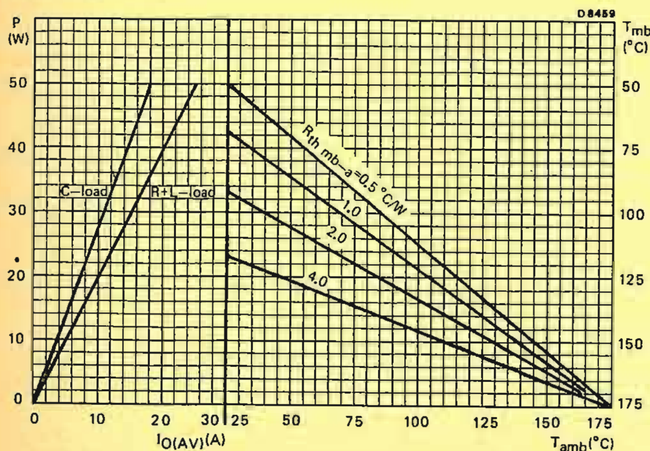


Fig. 2 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand graph) and the maximum permissible temperatures.

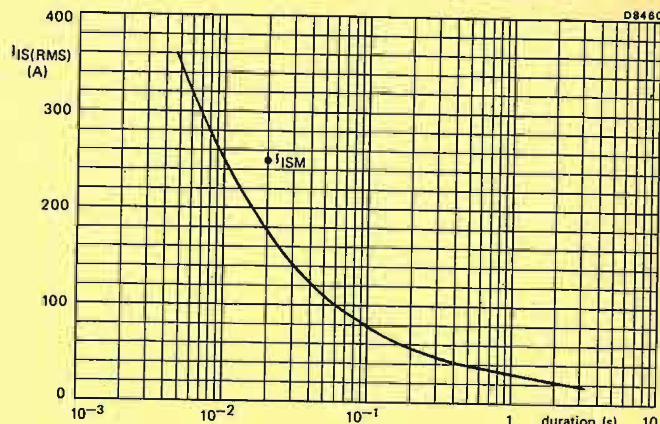


Fig.3 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. input current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{IWMmax}.

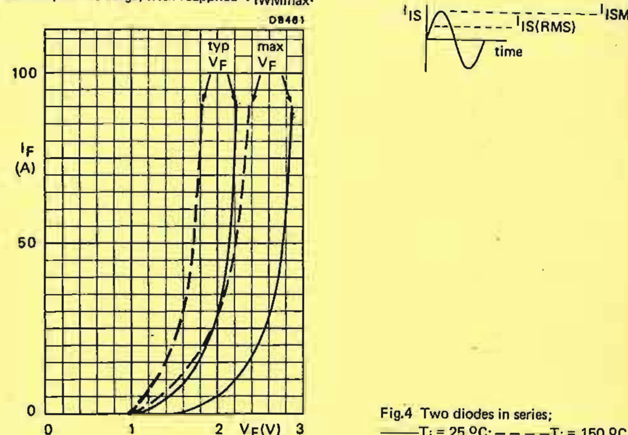
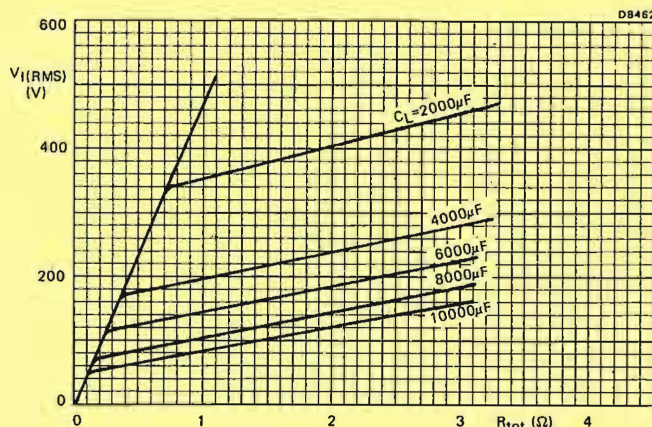
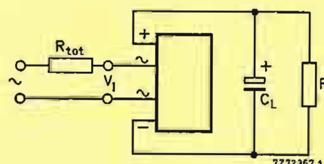


Fig.4 Two diodes in series;
——T_j = 25 °C; – – – –T_j = 150 °C





The graph takes the possibility of the following spreads into account:

input voltage	+10%
capacitance	+50%
resistance	−10%

Fig. 5 Minimum value of the total series resistance R_{tot} (including the transformer resistance) required to limit the peak inrush current.

VERY FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass-passivated, high-efficiency, eutectically-bonded rectifier diodes in plastic envelopes, featuring low forward voltage drop, very fast reverse recovery times, very low stored charge and non-snap-off. They are intended for use in switched-mode power supplies, and high-frequency circuits in general, where low conduction and switching losses are essential. The series consists of normal polarity (cathode to mounting base) types.

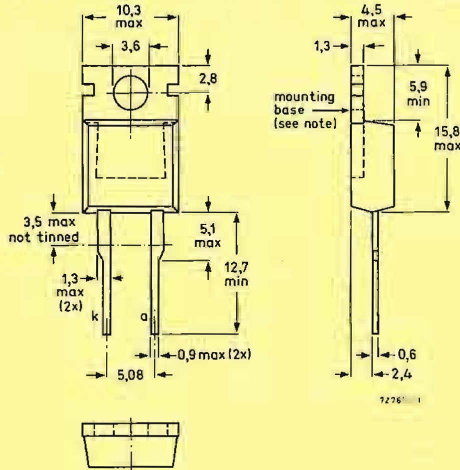
QUICK REFERENCE DATA

			BYW29-50	100	150	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		7		A
Forward voltage	V_F	<		0,85		V
Reverse recovery time	t_{rr}	<		35		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1.



Note: The exposed metal mounting base is directly connected to the cathode.

Accessories supplied on request: see data sheets Mounting instructions and accessories for TO-220 envelopes.

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$	=	2,7 °C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\,j\text{-}mb}$	=	0,26 °C/W

Influence of mounting method

1. Heatsink mounted with clip (see mounting instructions)

Thermal resistance from mounting base to heatsink

a. with heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	0,3 °C/W
b. with heatsink compound and 0,06 mm maximum mica insulator	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	1,4 °C/W
c. with heatsink compound and 0,1 mm maximum mica insulator (56369)	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	2,2 °C/W
d. with heatsink compound and 0,25 mm maximum alumina insulator (56367)	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	0,8 °C/W
e. without heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	1,4 °C/W

2. Free-air operation

The quoted values of $R_{th\,j\text{-}a}$ should be used only when no leads of other dissipating components run to the same tie-point.

Thermal resistance from junction to ambient in free air: mounted on a printed-circuit board at a = any lead length and with copper laminate $R_{th\,j\text{-}a}$ = 60 °C/W

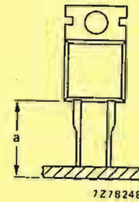


Fig. 2.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages*			BYW29-50	100	150	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	50	100	150	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	50	100	150	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	50	100	150	V

Currents

Average forward current; switching losses negligible up to 500 kHz				
sinusoidal; up to T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	7	A
square-wave; δ = 0,5; up to T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	7,6	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	12	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	80	A
Non-repetitive peak forward current; t = 10 ms; half sine-wave; T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}	I_{FSM}	max.	80	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	32	A^2s

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		−40 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max.	150	°C

CHARACTERISTICS

Forward voltage			
I_F = 5 A; T_j = 100 °C	V_F	<	0,85 V*
I_F = 20 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1,3 V*
Reverse current			
$V_R = V_{RWMmax}$; T_j = 100 °C	I_R	<	0,6 mA
Reverse recovery when switched from			
I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 50 A/µs; T_j = 25 °C			
Recovery time	t_{rr}	<	35 ns
I_F = 2 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/µs; T_j = 25 °C			
Recovered charge	Q_s	<	15 nC
Recovery time	t_{rr}	<	50 ns
Forward recovery when switched to I_F = 1 A with dI_F/dt = 10 A/µs			
Recovery voltage	V_{fr}	typ.	1,0 V

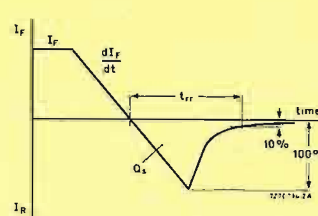


Fig. 3 Definitions of t_{rr} and Q_s.

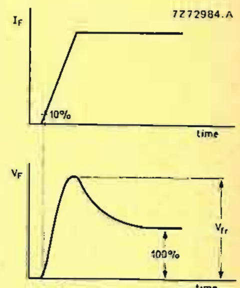


Fig. 4 Definition of V_{fr}.

* To ensure thermal stability: $R_{th\,j\text{-}a}$ < 16 °C/W (continuous reverse voltage).

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

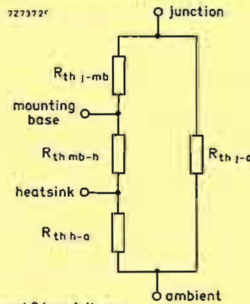
MOUNTING INSTRUCTIONS

1. The device may be soldered directly into the circuit, but the maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 275 °C; it must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. Soldered joints must be at least 4,7 mm from the seal.
2. The leads should not be bent less than 2,4 mm from the seal, and should be supported during bending.
3. It is recommended that the circuit connection be made to the cathode tag, rather than direct to the heatsink.
4. Mounting by means of a spring clip is the best mounting method because it offers:
   a. a good thermal contact under the crystal area and slightly lower $R_{th\ mb\text{-}h}$ values than screw mounting.
   b. safe isolation for mains operation.
   However, if a screw is used, it should be M3 cross-recess pan head. Care should be taken to avoid damage to the plastic body.
5. For good thermal contact heatsink compound should be used between base-plate and heatsink. Values of $R_{th\ mb\text{-}h}$ given for mounting with heatsink compound refer to the use of a metallic-oxide loaded compound. Ordinary silicone grease is not recommended.
6. The device should not be pop-rivetted to the heatsink. However, it is permissible to press-rivet providing that rivets of soft material are used, and the press forces are slowly and carefully controlled so as to avoid shock and deformation of either heatsink or mounting tab.

OPERATING NOTES

Dissipation and heatsink considerations:

a. The various components of junction temperature rise above ambient are illustrated below:



b. The method of using Figs 5 and 6 is as follows:
   Starting with the required current on the $I_{F(AV)}$ axis, trace upwards to meet the appropriate form factor or duty factor curve. Trace right horizontally and upwards from the appropriate value on the T_{amb} scale. The intersection determines the $R_{th\ mb\text{-}a}$. The heatsink thermal resistance value ($R_{th\ h\text{-}a}$) can now be calculated from:
   $R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ mb\text{-}a} - R_{th\ mb\text{-}h}$.

c. Any measurement of heatsink temperature should be made immediately adjacent to the device.

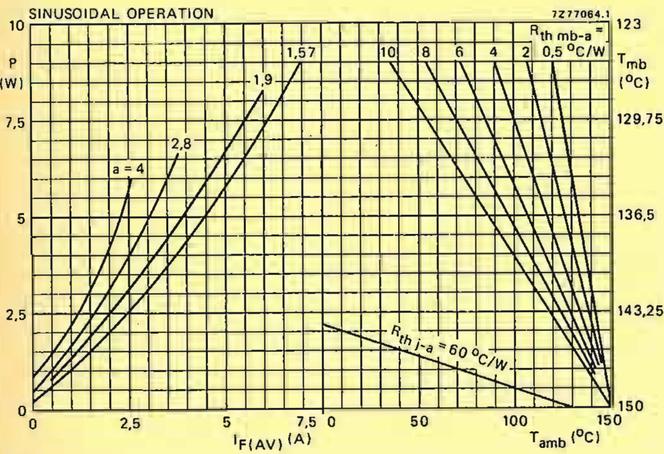


Fig. 5 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses and switching losses up to f = 500 kHz.
a = form factor = $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$.

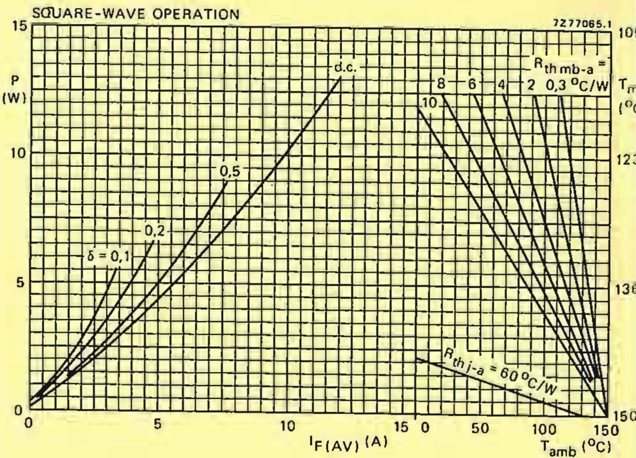
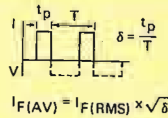


Fig. 6 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses and switching losses up to f = 500 kHz.



$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$

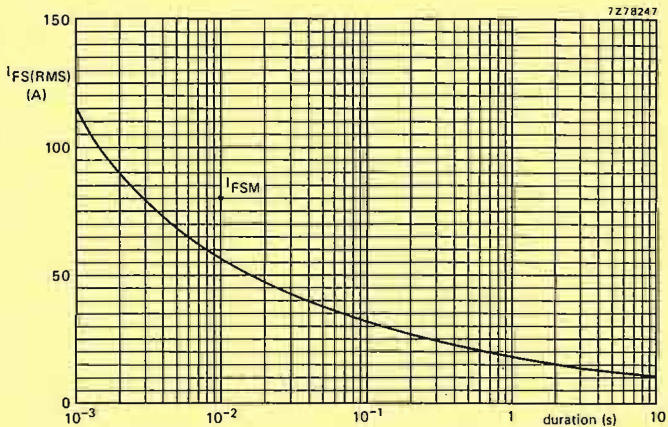


Fig. 7 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. forward current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}.

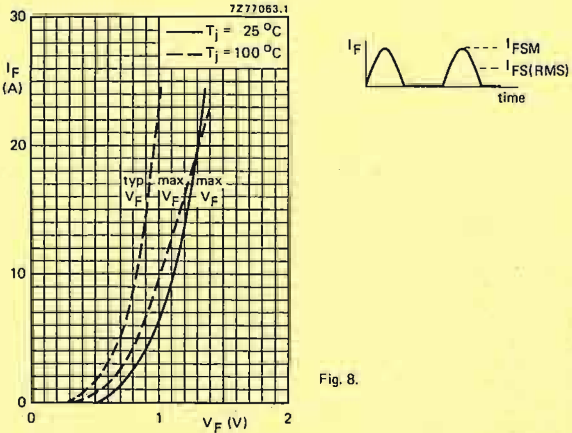


Fig. 8.

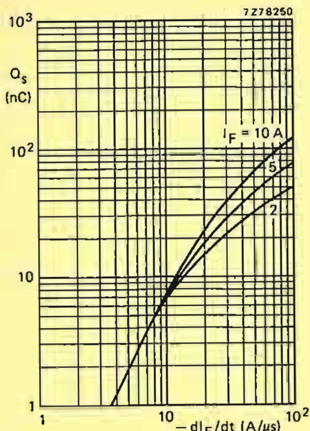


Fig. 9 T_j = 25 °C; maximum values.

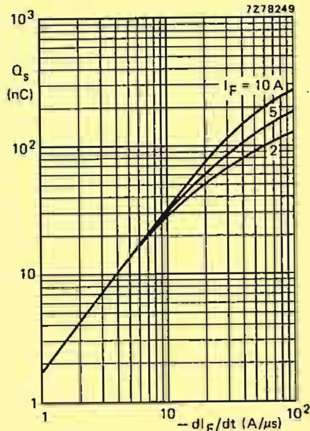


Fig. 10 T_j = 100 °C; maximum values.

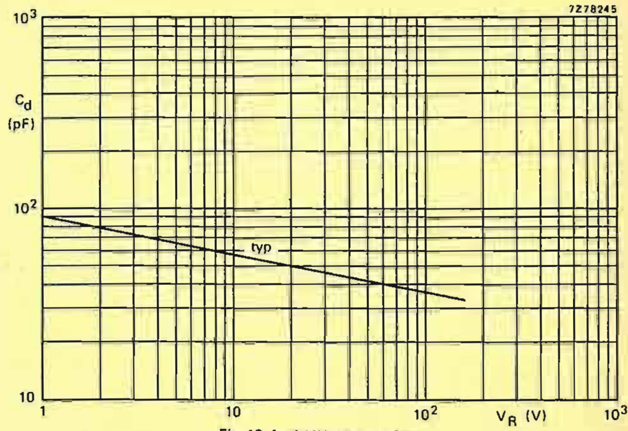
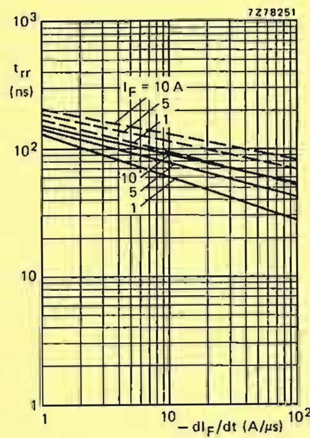


Fig. 12 f = 1 MHz; T_j = 25 °C.



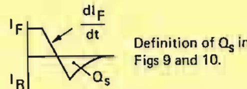


Fig. 11 Maximum values; ——— T_j = 25 °C; – – – – T_j = 100 °C.

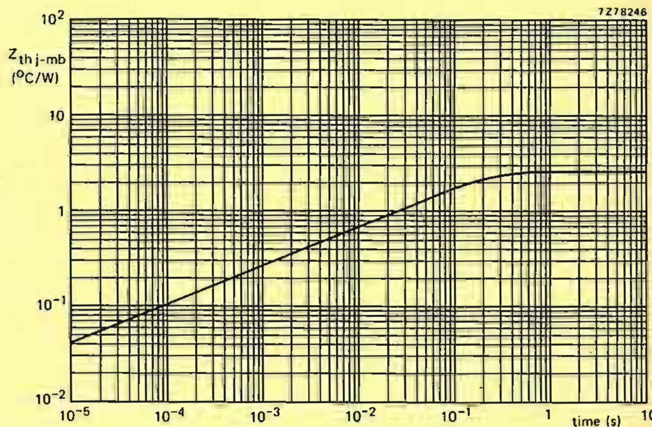


Fig. 13.

VERY FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass-passivated, high-efficiency rectifier diodes in DO-4 metal envelopes, featuring low forward voltage drop, very fast reverse recovery times, very low stored charge and non-snap-off. They are intended for use in switched-mode power supplies, and high-frequency circuits in general, where low conduction and switching losses are essential. The series consists of normal polarity (cathode to stud) types.

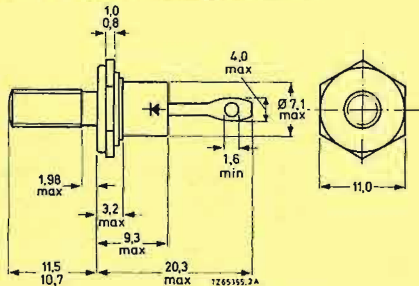
QUICK REFERENCE DATA

			BYW30-50	100	150	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		12		A
Forward voltage	V_F	<		0,85		V
Reverse recovery time	t_{rr}	<		35		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 DO-4: with metric M5 stud (ϕ5 mm); e.g. BYW30-50.
with 10-32 UNF stud (ϕ4,83 mm); e.g. BYW30-50U.



Net mass: 6 g

Diameter of clearance hole: max. 5,2 mm

Accessories supplied on request: 56295
(PTFE bush, 2 mica washers, plain washer, tag)

Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer
Nut dimensions across the flats; M5: 8,0 mm
10-32 UNF: 9,5 mm

Torque on nut: min. 0,9 Nm (9 kg cm)
max. 1,7 Nm (17 kg cm)

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages*			BYW30-50	100	150	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	50	100	150	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	50	100	150	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	50	100	150	V

Currents				
Average forward current; switching losses negligible up to 500 kHz				
sinusoidal; up to T_{mb} = 120 °C	$I_{F(AV)}$	max.	12	A
sinusoidal; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	10	A
square-wave; δ = 0,5; up to T_{mb} = 114 °C	$I_{F(AV)}$	max.	14	A
square-wave; δ = 0,5; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	10	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	20	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	200	A
Non-repetitive peak forward current t = 10 ms; half sine-wave; T_j = 150 °C prior to surge with reapplied V_{RWMmax}	I_{FSM}	max.	200	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	200	A^2s

Temperatures			
Storage temperature	T_{stg}	−55 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max. 150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$	=	2,2	°C/W
From mounting base to heatsink				
a. with heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	0,5	°C/W
b. without heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	0,6	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\,j\text{-}mb}$	=	0,3	°C/W

MOUNTING INSTRUCTIONS

The top connector should neither be bent nor twisted; it should be soldered into the circuit so that there is no strain on it.

During soldering the heat conduction to the junction should be kept to a minimum.

* To ensure thermal stability: $R_{th\,j\text{-}a}$ < 8,2 °C/W (continuous reverse voltage).

CHARACTERISTICS

Forward voltage				
I_F = 10 A; T_j = 100 °C	V_F	<	0,85	V*
I_F = 50 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1,3	V*
Reverse current				
$V_R = V_{RWMmax}$; T_j = 100 °C	I_R	<	1,3	mA
Reverse recovery when switched from				
I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/μs; T_j = 25 °C				
Recovery time	t_{rr}	<	35	ns
I_F = 2 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/μs; T_j = 25 °C				
Recovery charge	Q_s	<	15	nC
Recovery time	t_{rr}	<	50	ns
Forward recovery when switched to I_F = 10 A with dI_F/dt = 10 A/μs	V_{fr}	typ.	1,0	V

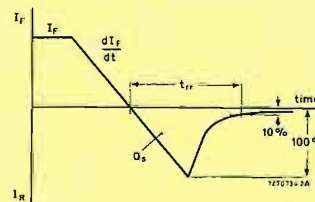


Fig. 2 Definitions of t_{rr} and Q_s.

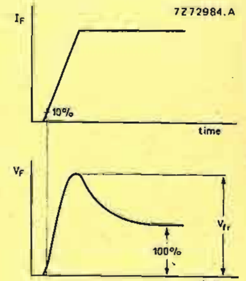


Fig. 3 Definition of V_{fr}.

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

SINUSOIDAL OPERATION

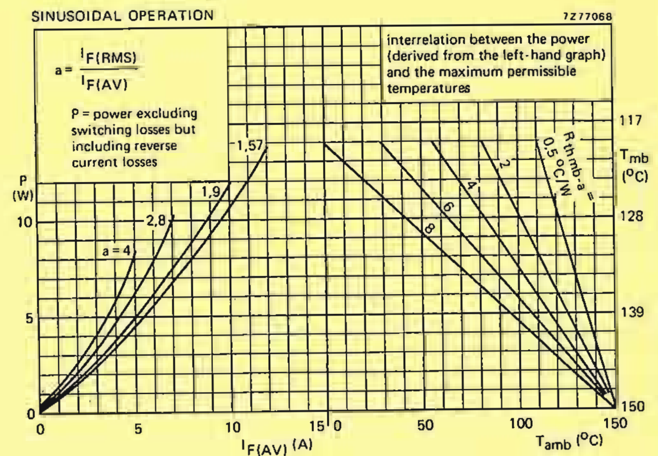


Fig. 4.

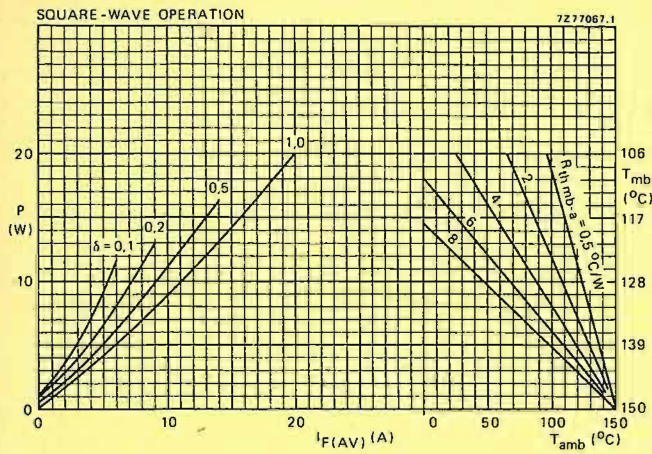


Fig. 5 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses and switching losses up to f = 500 kHz.

$\delta = \frac{t_p}{T}$

$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$

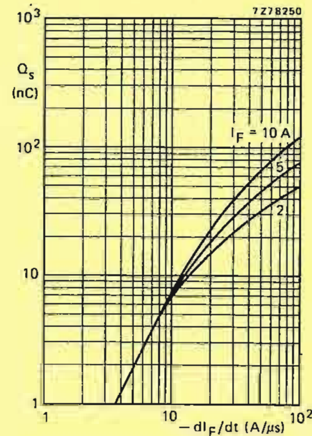


Fig. 8 T_j = 25 °C; maximum values.

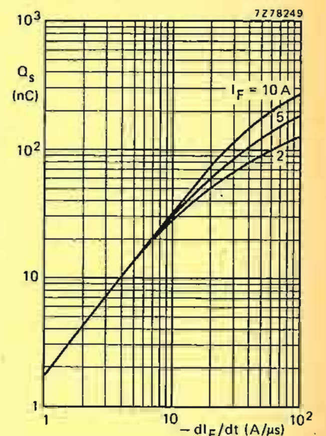
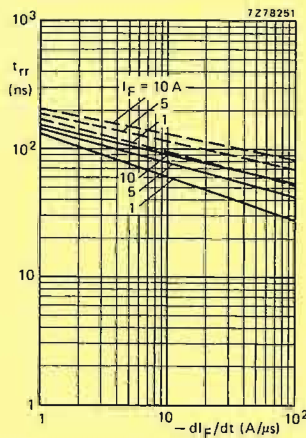


Fig. 9 T_j = 100 °C; maximum values.



Definition of Q_s in Figs 8 and 9.

Fig. 10 Maximum values; —— T_j = 25 °C; - - - T_j = 100 °C.

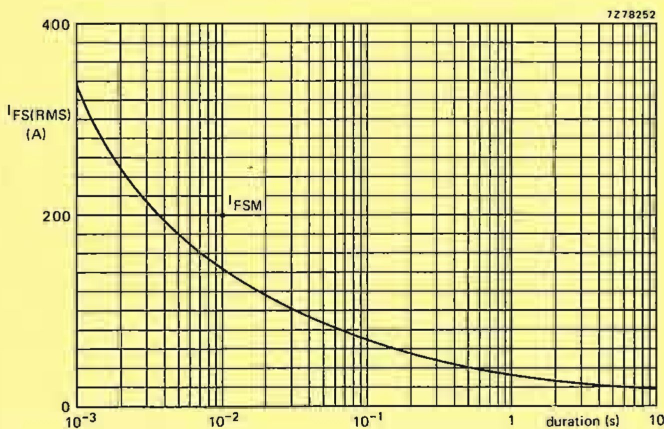


Fig. 6 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. forward current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}.

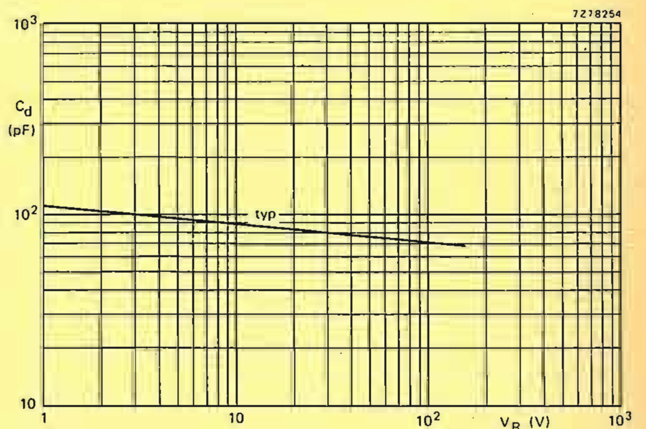
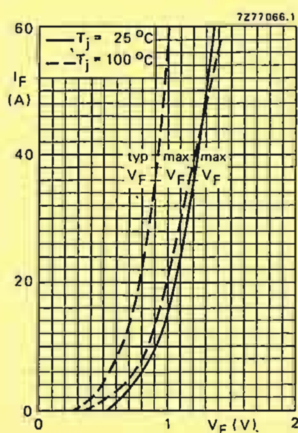


Fig. 11 f = 1 MHz; T_j = 25 °C.



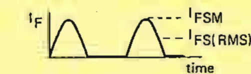


Fig. 7.

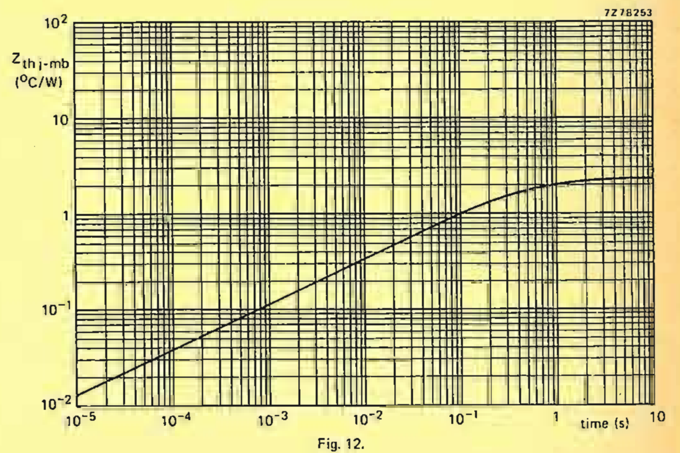


Fig. 12.

VERY FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass-passivated, high-efficiency rectifier diodes in DO-4 metal envelopes, featuring low forward voltage drop, very fast reverse recovery times, very low stored charge and non-snap-off. They are intended for use in switched-mode power supplies, and high frequency circuits in general, where low conduction and switching losses are essential. The series consists of normal polarity (cathode to stud) types.

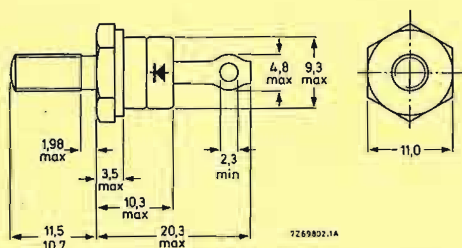
QUICK REFERENCE DATA

			BYW31–50	100	150	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		25		A
Forward voltage	V_F	<		0,85		V
Reverse recovery time	t_{rr}	<		50		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 DO-4: with metric M5 stud (ϕ5 mm); e.g. BYW31-50.
with 10-32 UNF stud (ϕ4,83 mm); e.g. BYW31-50U.



Net mass: 7 g

Diameter of clearance hole: max. 5,2 mm

Accessories supplied on request: 56295
(PTFE bush, 2 mica washers, plain washer, tag)

Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer
Nut dimensions across the flats; M5: 8,0 mm
10-32 UNF: 9,5 mm

Torque on nut: min. 0,9 (9 kg cm)
max. 1,7 (17 kg cm)

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages *			BYW31–50	100	150	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	50	100	150	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	50	100	150	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	50	100	150	V

Currents

Average forward current; switching losses negligible up to 500 kHz				
sinusoidal; up to T_{mb} = 120 °C	$I_{F(AV)}$	max.	25	A
sinusoidal; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	23	A
square-wave; δ = 0,5; up to T_{mb} = 119 °C	$I_{F(AV)}$	max.	28	A
square-wave; δ = 0,5; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	23	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	40	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	320	A
Non-repetitive peak forward current t = 10 ms; half sine-wave; T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}	I_{FSM}	max.	320	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	500	A^2s

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		−55 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$	=	1,0	°C/W
From mounting base to heatsink				
a. with heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	0,3	°C/W
b. without heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	0,5	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\,j\text{-}mb}$	=	0,2	°C/W

MOUNTING INSTRUCTIONS

The top connector should neither be bent nor twisted; it should be soldered into the circuit so that there is no strain on it.

During soldering the heat conduction to the junction should be kept to a minimum.

* To ensure thermal stability: $R_{th\,j\text{-}a} \leq 6$ °C/W (continuous reverse voltage).

CHARACTERISTICS

Forward voltage			
I_F = 20 A; T_j = 100 °C	V_F	<	0,85 V*
I_F = 100 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1,3 V*
Reverse current			
$V_R = V_{RWMmax}$; T_j = 100 °C	I_R	<	2,5 mA
Reverse recovery when switched from			
I_F = 1 A to $V_R \geq$ 30 V with $-dI_F/dt$ = 50 A/µs; T_j = 25 °C			
Recovery time	t_{rr}	<	50 ns
I_F = 2 A to $V_R \geq$ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/µs; T_j = 25 °C			
Recovered charge	Q_s	<	20 nC
Forward recovery when switched to I_F = 10 A with dI_F/dt = 10 A/µs			
Recovery voltage	V_{fr}	typ.	1,0 V

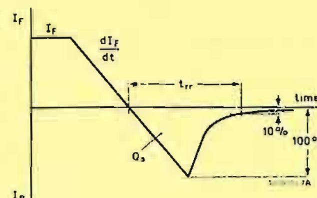


Fig. 2 Definitions of t_{rr} and Q_s.

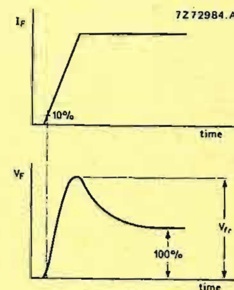


Fig. 3 Definition of V_{fr}.

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

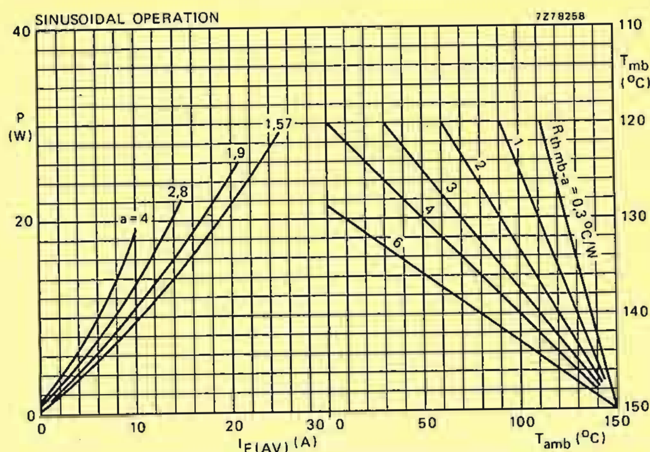


Fig. 4 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses and switching losses up to f = 500 kHz.
a = form factor = $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$.

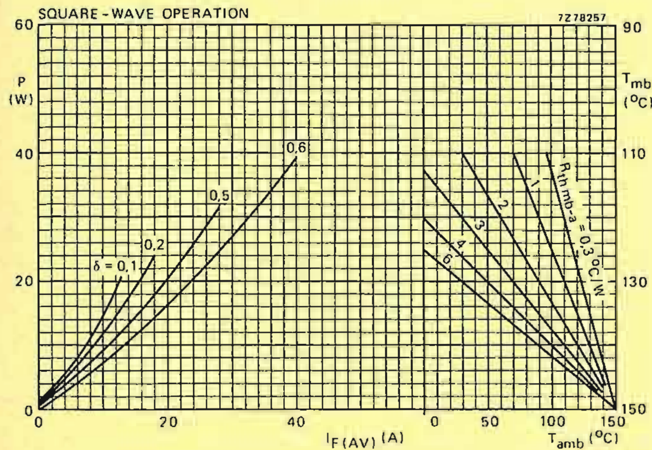
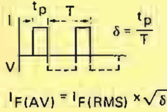


Fig. 5 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses and switching losses up to f = 500 kHz.



$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$

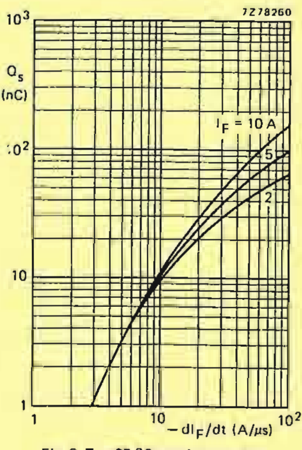


Fig. 8 T_j = 25 ^oC; maximum values.

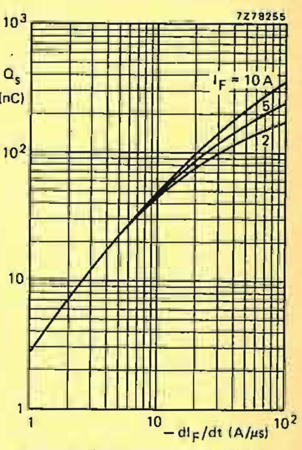
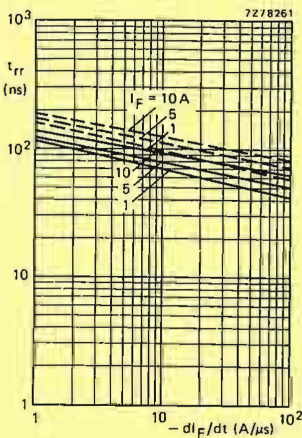
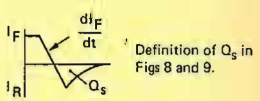


Fig. 9 T_j = 100 ^oC; maximum values.





Definition of Q_s in Figs 8 and 9.

Fig. 10 Maximum values; —— T_j = 25 ^oC; - - - T_j = 100 ^oC.

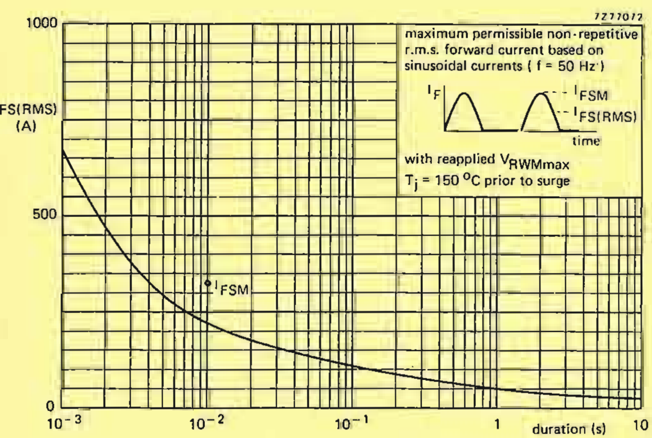


Fig. 6.

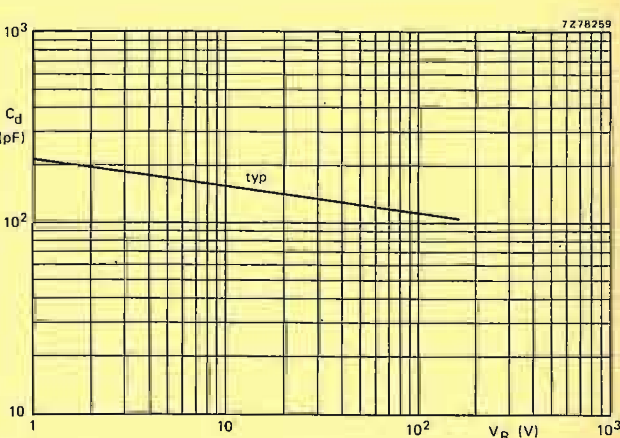


Fig. 11 f = 1 MHz; T_j = 25 ^oC.

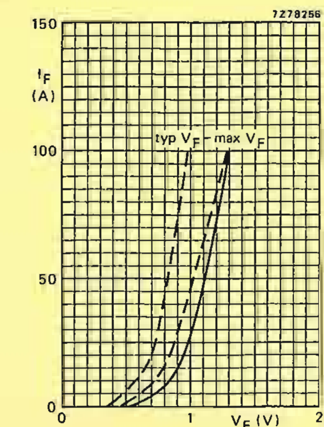


Fig. 7 —— T_j = 25 ^oC; - - - T_j = 100 ^oC.

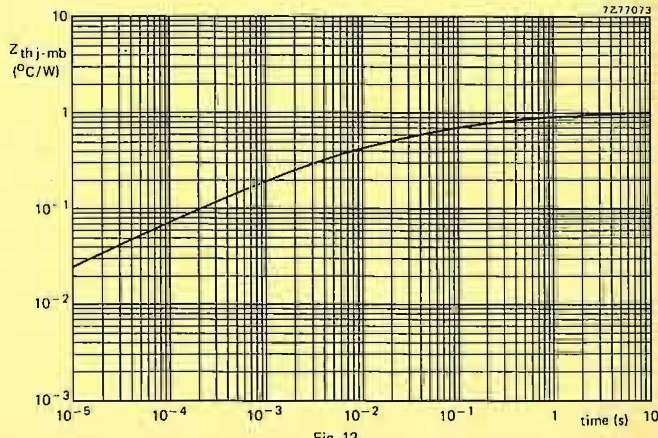


Fig. 12.

VERY FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass-passivated, high-efficiency rectifier diodes in DO-5 metal envelopes, featuring low forward voltage drop, very fast reverse recovery times, very low stored charge and non-snap-off. They are intended for use in switched-mode power supplies and high-frequency inverter circuits in general, where low conduction and switching losses are essential. The series consists of normal polarity (cathode-to-stud) types.

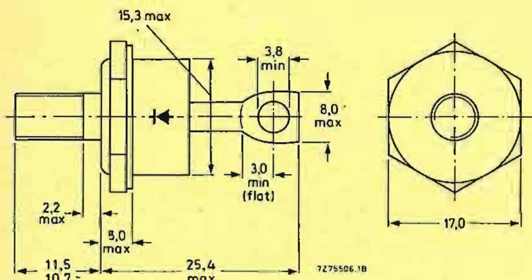
QUICK REFERENCE DATA

			BYW92-50	100	150	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		35		A
Forward voltage	V_F	<		0,95		V
Reverse recovery time	t_{rr}	<		50		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 DO-5: with metric M6 stud (ϕ 6 mm); e.g. BYW92-50.
with ¼ in x 28UNF stud (ϕ 6,35mm); e.g. BYW92-50U.



Net mass: 22 g
Diameter of clearance hole: max. 6,5 mm
Torque on nut: min. 1,7 Nm (17 kg cm)
max. 3,5 Nm (35 kg cm)

Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer
Nut dimensions across the flats;
M6: 10 mm
¼ in x 28UNF: 11,1 mm
Supplied on request: accessories 56264A (mica washer, insulating ring, tag)

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages*			BYW92-50	100	150	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	50	100	150	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	50	100	150	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	50	100	150	V

Currents

Average forward current; switching losses negligible up to 500 kHz				
sinusoidal; up to T_{mb} = 105 °C	$I_{F(AV)}$	max.	35	A
sinusoidal; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	23	A
square wave; δ = 0,5; up to T_{mb} = 102 °C	$I_{F(AV)}$	max.	40	A
square wave; δ = 0,5; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	23	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	55	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	500	A
Non-repetitive peak forward current; t = 10 ms; half sine-wave; T_j = 150 °C prior to surge; with re-applied V_{RWMmax}	I_{FSM}	max.	500	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	1250	A^2s

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}	−55 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max. 150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$ =	1,0	°C/W
From mounting base to heatsink			
a. with heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$ =	0,3	°C/W
b. without heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$ =	0,5	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\,j\text{-}mb}$ =	0,2	°C/W

MOUNTING INSTRUCTIONS

The top connector should neither be bent nor twisted; it should be soldered into the circuit so that there is no strain on it.

During soldering the heat conduction to the junction should be kept to a minimum.

* To ensure thermal stability: $R_{th\,j\text{-}a}$ < 6 °C/W (continuous reverse voltage).

CHARACTERISTICS

Forward voltage				
I_F = 35 A; T_j = 100 °C	V_F	<	0,95	V*
I_F = 100 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1,3	V*
Reverse current				
$V_R = V_{RWMmax}$; T_j = 100 °C	I_R	<	2,5	mA
Reverse recovery when switched from				
I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 50 A/µs; T_j = 25 °C; Recovery time	t_{rr}	<	50	ns
I_F = 2 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/µs; T_j = 25 °C; Recovered charge	Q_s	<	20	nC
Forward recovery when switched to I_F = 10 A with dI_F/dt = 10 A/µs; Recovery voltage	V_{fr}	typ.	1,0	V

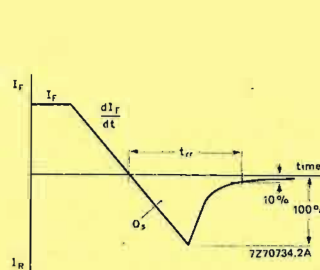


Fig. 2 Definitions of t_{rr} and Q_s.

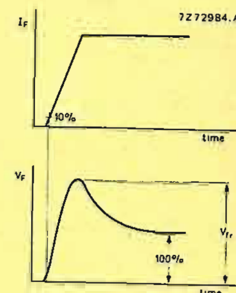


Fig. 3 Definition of V_{fr}.

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

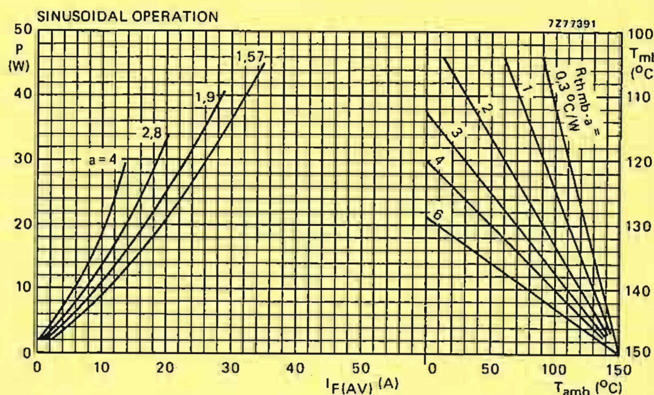


Fig. 4 P = power including reverse current losses and switching losses up to f = 500 kHz.
a = form factor = $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$.

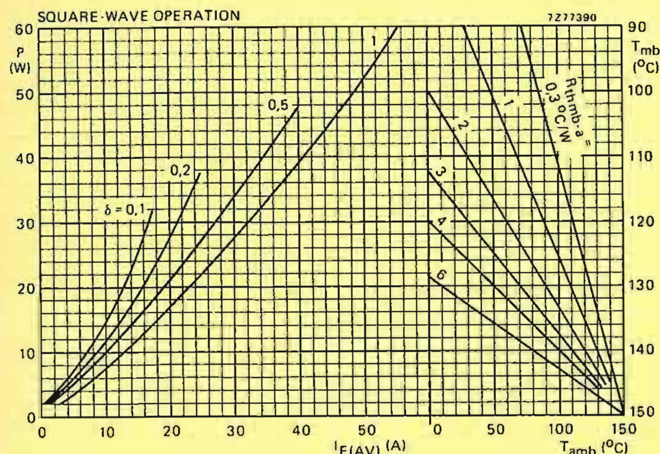
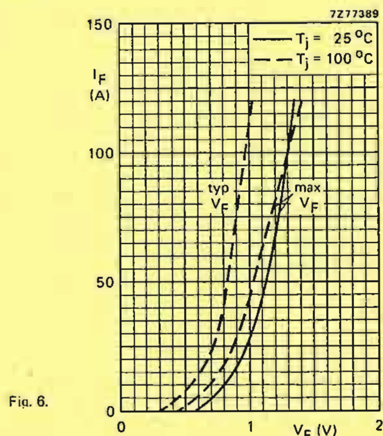


Fig. 5 P = power including reverse current losses and switching losses up to f = 500 kHz.



$\delta = \frac{t_p}{T}$

$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$

Fig. 6.

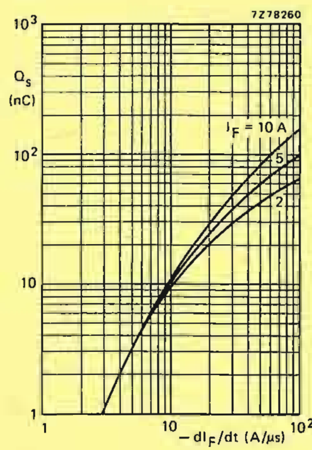


Fig. 8 T_j = 25 °C; maximum values.

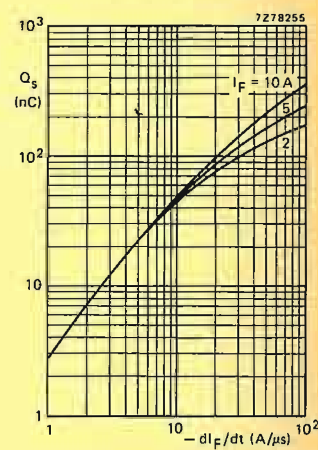
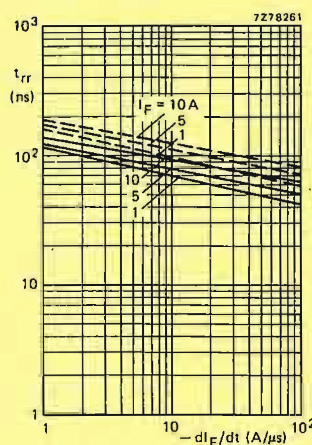
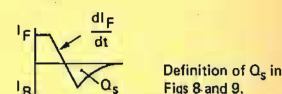


Fig. 9 T_j = 100 °C; maximum values.





Definition of Q_s in Figs 8 and 9.

Fig. 10 Maximum values; —— T_j = 25 °C; ----- T_j = 100 °C.

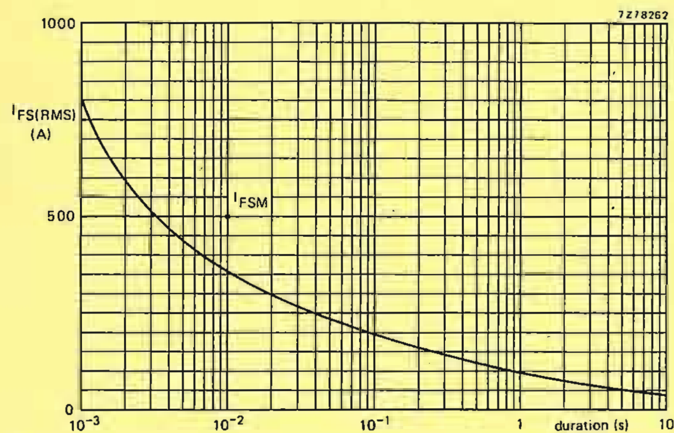
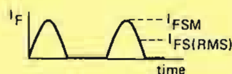


Fig. 7 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. forward current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}.



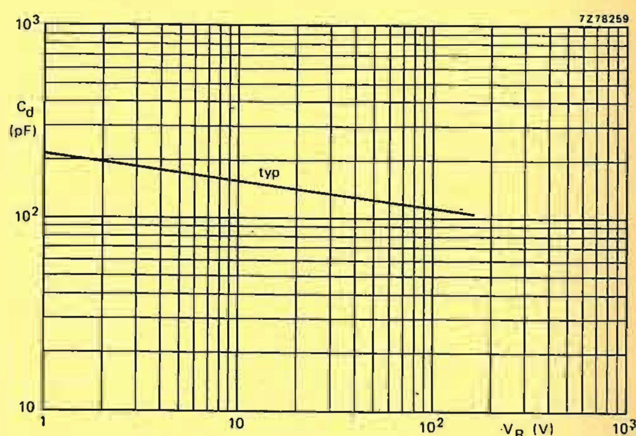


Fig. 11 f = 1 MHz; T_j = 25 °C.

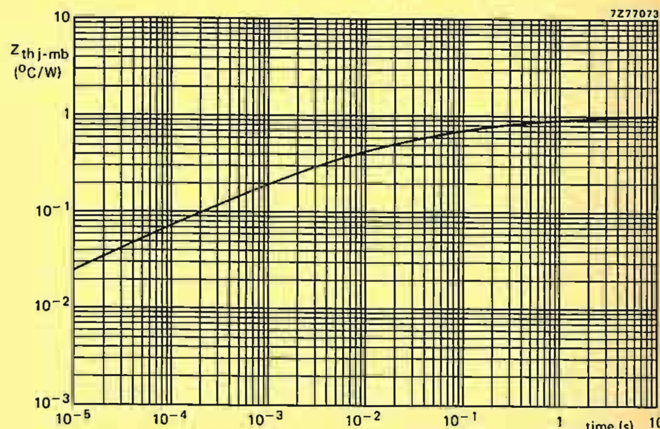


Fig. 12.

VERY FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass passivated, high efficiency rectifier diodes in DO 5 metal envelopes, featuring low forward voltage drop, very fast reverse recovery times, very low stored charge and non-snap-off. They are intended for use in switched mode power supplies and high frequency inverter circuits in general, where low conduction and switching losses are essential. The series consists of normal polarity (cathode-to-stud) types.

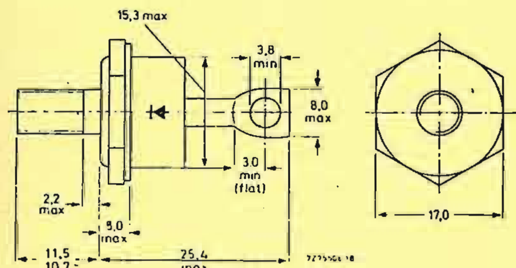
QUICK REFERENCE DATA

			BYW93-50	100	150	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		50		A
Forward voltage	V_F	<		0,85		V
Reverse recovery time	t_{rr}	<		60		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 DO 5: with metric M6 stud (ø 6 mm); e.g. BYW93 50.
with ¼ in x 28UNF stud (ø 6,35mm); e.g. BYW93 50U.



Net mass 22 g
Diameter of clearance hole: max 6,5 mm
Torque on nut: min. 1,7 Nm (17 kgcm)
max. 3,5 Nm (35 kgcm)

Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer
Nut dimensions across the flats;
M6: 10 mm
¼ in x 28UNF: 11,1 mm
Supplied on request: accessories 56264A
(mica washer, insulating ring, tag)

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages*			BYW93 50	100	150	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	50	100	150	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	150	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	50	100	150	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	50	100	150	V

Currents

Average forward current; switching losses negligible up to 500 kHz sinusoidal; up to T_{mb} = 105 °C	$I_{F(AV)}$	max.	50 A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	80 A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	800 A
Non repetitive peak forward current, t = 10 ms; half sine wave; T_j = 150 °C prior to surge; with re-applied V_{RWMmax}	I_{FSM}	max.	800 A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	3200 A²s

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		−55 to +150 °C
Junction temperature	T_j	max.	150 °C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$	=	0,7 °C/W
From mounting base to heatsink			
a. with heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	0,2 °C/W
b. without heatsink compound	$R_{th\,mb\text{-}h}$	=	0,5 °C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\,j\text{-}mb}$	=	0,32 °C/W

MOUNTING INSTRUCTIONS

The top connector should neither be bent nor twisted; it should be soldered into the circuit so that there is no strain on it.

During soldering the heat conduction to the junction should be kept to a minimum.

* To ensure thermal stability: $R_{th\,j\text{-}a}$ < 6 °C/W (continuous reverse voltage).

CHARACTERISTICS

Forward voltage			
I_F = 50 A; T_j = 100 °C	V_F	<	0,85 V*
I_F = 200 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1,3 V*
Reverse current			
V_R = V_{RWMmax}; T_j = 100 °C	I_R	<	5 mA
Reverse recovery when switched from			
I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 50 A/µs; T_j = 25 °C			
Recovery time	t_{rr}	<	60 ns
I_F = 2 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/µs; T_j = 25 °C			
Recovered charge	Q_s	<	35 nC
Forward recovery when switched to I_F = 10 A with dI_F/dt = 10 A/µs			
Recovery voltage	V_{fr}	typ.	1,0 V

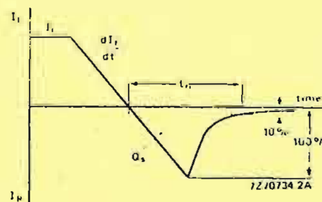


Fig. 2 Definitions of t_{rr} and Q_s.

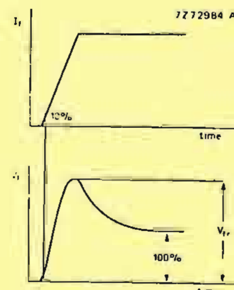


Fig. 3 Definition of V_{fr}.

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

SCHOTTKY-BARRIER RECTIFIER DIODES

High-efficiency rectifier diodes in DO–4 metal envelopes, featuring low forward voltage drop, low capacitance, absence of stored charge and high temperature stability. They are intended for use in low output voltage switched-mode power supplies and high-frequency circuits in general, where low conduction and switching losses are important.
The series consists of normal polarity (cathode to stud) types: BYV21–30, BYV21–35, BYV21–40 and BYV21–45.

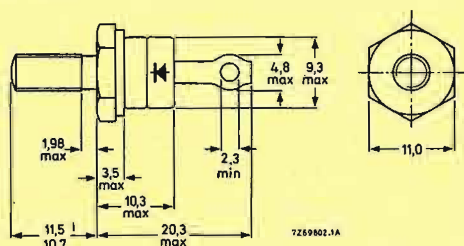
QUICK REFERENCE DATA

			BYV21–30	35	40	45	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	30	35	40	45	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.	28				A
Forward voltage	V_F	<	0.55				V

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig.1 DO–4 with 10–32 UNF stud (ϕ4.83 mm) as standard.
Metric M5 stud (ϕ5 mm) is available on request.



Net mass: 7 g
Diameter of clearance hole: 5.2 mm
Accessories supplied on request: 56295
(PTFE bush, 2 mica washers, plain washer, tag).
Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer.
Nut dimensions across the flats: M5, 8.0 mm
10–32 UNF. 9.5 mm

Torque on nut:
min. 0.9 (9 kg cm),
max. 1.7 (17 kg cm).

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134).

Voltages			BYV21–30	35	40	45	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	36	42	48	54	V
Repetitive peak reverse voltage*	V_{RRM}	max.	30	35	40	45	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	30	35	40	45	V
Continuous reverse voltage**	V_R	max.	30	35	40	45	V

Currents				
Average forward current; switching losses negligible				
sinusoidal; up to T_{mb} = 100 °C	$I_{F(AV)}$	max.	25	A
square-wave; up to T_{mb} = 100 °C; δ = 0.5	$I_{F(AV)}$	max.	28	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	40	A
Non-repetitive peak forward current t = 10 ms; half sine-wave; T_j = 125 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}	I_{FSM}	max.	600	A
I^2t for fusing	I^2t	max.	1800	A^2s
Temperatures				
Storage temperature	T_{stg}		−55 to +150	°C
Junction temperature; with full applied continuous reverse voltage V_{Rmax}	T_j	max.	125	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	<	1	°C/W
From mounting base to heatsink				
with heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0.3	°C/W
without heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0.5	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\ j\text{-}mb}$	=	0.15	°C/W

MOUNTING INSTRUCTIONS

The top connector should be neither bent nor twisted; it should be soldered into the circuit so that there is no strain on it.
During soldering the heat conduction to the junction should be kept to a minimum.

* For t_p = 200 ns a 20% increase in V_{RRM} is allowed.
** To ensure thermal stability: $R_{th\ j\text{-}a}$ < 2 °C/W

CHARACTERISTICS

Forward voltage				
I_F = 30 A; T_j = 100 °C	V_F	<	0.55	V*
I_F = 80 A; T_j = 25 °C	V_F	<	0.88	V*
Rate of rise of reverse voltage				
$V_R = V_{RWMmax}$	$\frac{dV_R}{dt}$	<	1500	V/µs
Reverse current				
$V_R = V_{RWMmax}$; T_j = 125 °C	I_R	<	150	mA
Capacitance at f = 1 MHz				
V_R = 5 V; T_j = 25 to 125 °C	C_d	typ.	900	pF

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

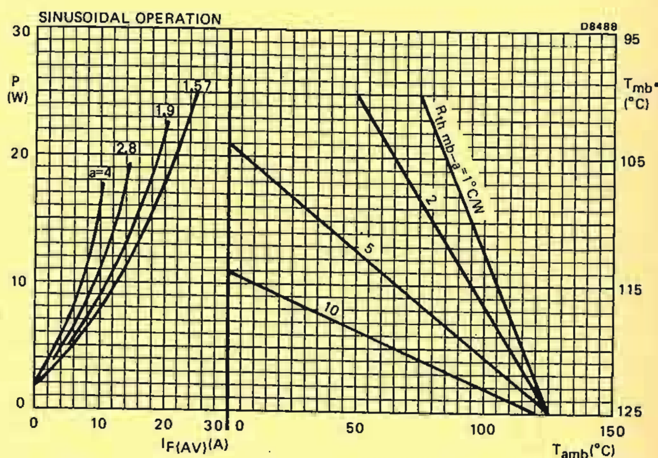


Fig.2 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
a = form factor = $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$.

*T_{mb} scale is for comparison purpose and is correct only for $R_{th\ mb\text{-}a}$ < 6.4 °C/W.

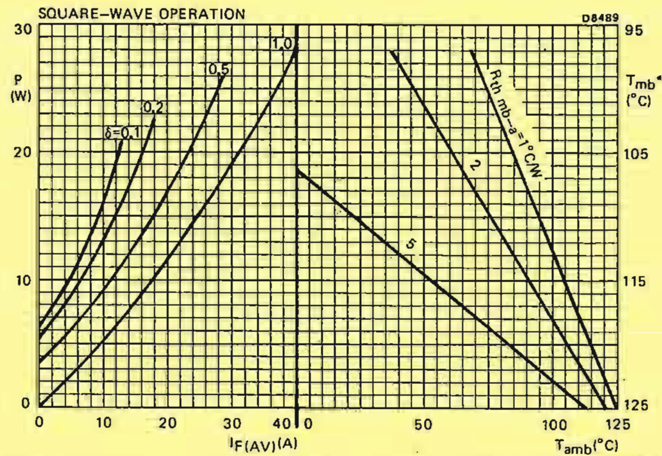


Fig.3 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.

$\delta = \frac{t_p}{T}$

$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$

*T_{mb} scale is for comparison purpose and is correct only for $R_{th\ mb-a}$ < 6.4 °C/W.

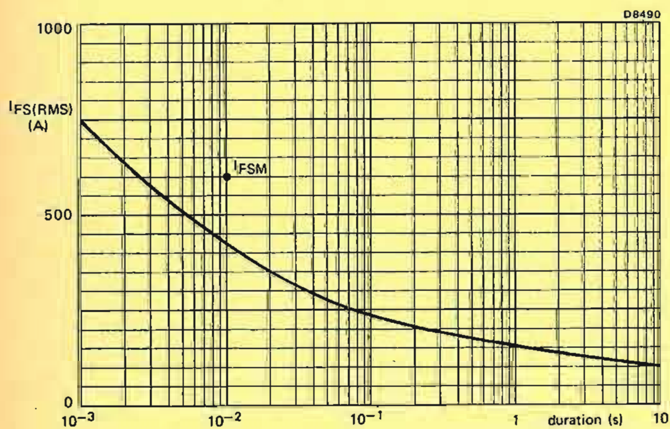
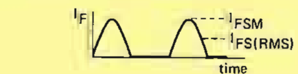


Fig.4 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. forward current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 125 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}.



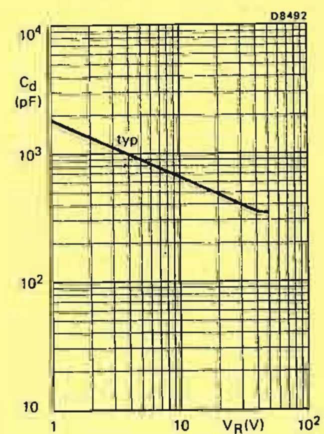


Fig.6 f = 1 MHz; T_j = 25 to 125 °C

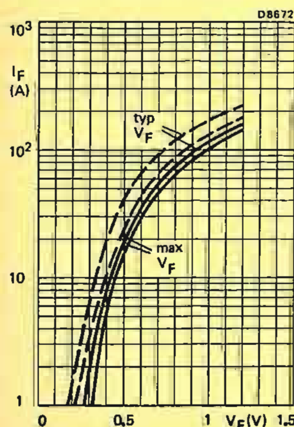


Fig. 5 ——— T_j = 25 °C; – – –T_j = 100 °C.

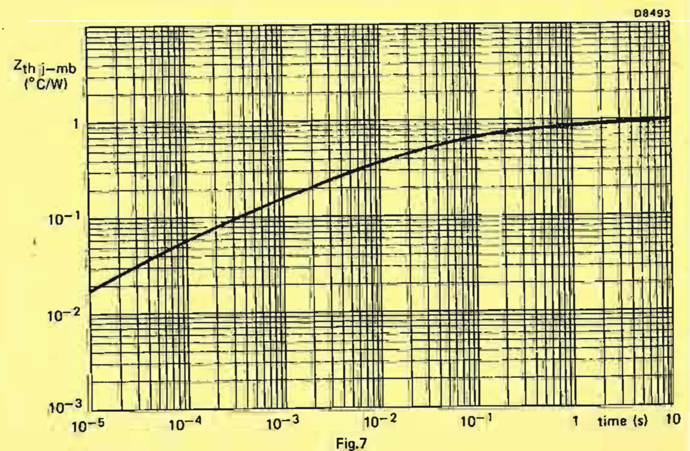


Fig.7

VERY FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

High-efficiency rectifier diodes in DO–4 metal envelopes, featuring low forward voltage drop, high reverse voltage capability, very fast reverse recovery times and non-snap-off characteristics.
They are intended for use in switched-mode power supplies and high-frequency inverter circuits, in general, where high output voltages and low conduction and switching losses are essential.
The series consists of the following types:
Normal polarity (cathode to stud): BYV30–200, BYV30–300 and BYV30–400.
Reverse polarity (anode to stud): BYV30–200R, BYV30–300R, and BYV30–400R.

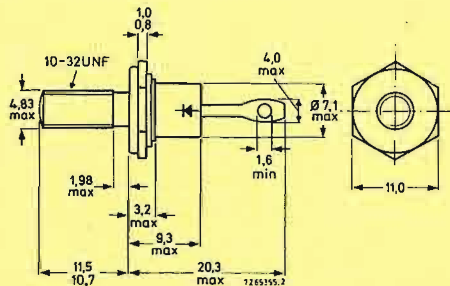
QUICK REFERENCE DATA

			BYV30–200(R)	300(R)	400(R)	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	300	400	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		12		A
Forward voltage	V_F	<		1.05		V
Reverse recovery time	t_{rr}	<		100		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig.1 DO–4



Net mass: 6 g
Diameter of clearance hole: max. 5.2 mm
Accessories supplied on request:
56295 (PTFE bush, 2 mica washers, plain washer, tag).
Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer.
Nut dimensions across the flats: 9.5 mm
The mark shown applies to the normal polarity types.

Torque on nut:
min. 0.9 Nm (9 kg cm),
max. 1.7 Nm (17 kg cm)

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134)

Voltages

			BYV30–200(R)	300(R)	400(R)	
Non-repetitive peak reverse voltage (t ≤ 10 ms)	V_{RSM}	max.	250	350	450	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	300	400	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	200	300	400	V

Currents

Average forward current assuming zero switching losses (averaged over any 20 ms period) up to T_{mb} = 100 °C	$I_{F(AV)}$	max.	12	A
at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	7	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	20	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	140	A
Non-repetitive peak forward current T_j = 150 °C prior to surge; half sine-wave with reapplied V_{RWMmax}; t = 10 ms	I_{FSM}	max.	140	A
t = 8.3 ms	I_{FSM}	max.	150	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	100	A^2s

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		–65 to +175	°C
Operating junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient in free air	$R_{th\ j\text{-}a}$	=	50	°C/W
From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	2.2	°C/W
From mounting base to heatsink	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0.5	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\ j\text{-}mb}$	=	0.8	°C/W

CHARACTERISTICS

Forward voltage				
I_F = 10 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1.35	V*
I_F = 10 A; T_j = 150 °C	V_F	<	1.05	V*
Reverse current				
$V_R = V_{RWMmax}$; T_j = 125 °C	I_R	<	3	mA
Reverse recovery when switched from				
I_F = 1 A to V_R = 30 V; $-dI_F/dt$ = 35 A/µs; T_j = 25 °C Recovery time	t_{rr}	<	100	ns
I_F = 2 A to V_R = 30 V; $-dI_F/dt$ = 20 A/µs; T_j = 25 °C Recovery charge	Q_s	<	125	nC
I_F = 1 A to V_R = 30 V; $-dI_F/dt$ = 2 A/µs; T_j = 25 °C Max. slope of the reverse recovery current	$\|dI_R/dt\|$	<	5	A/µs

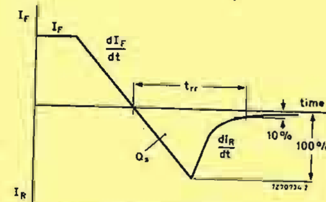


Fig. 2 Definition of t_{rr} and Q_s.

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

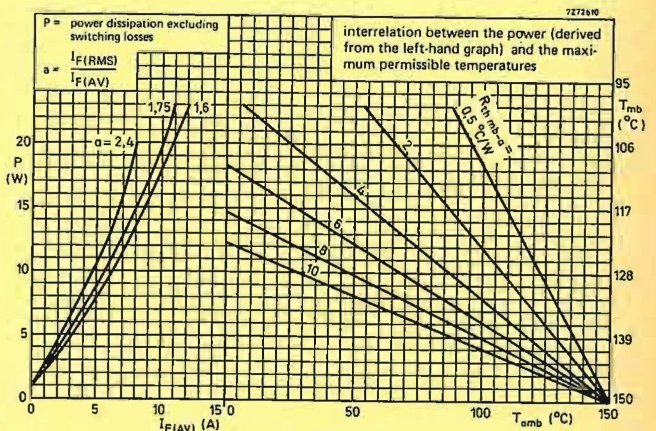


Fig. 3

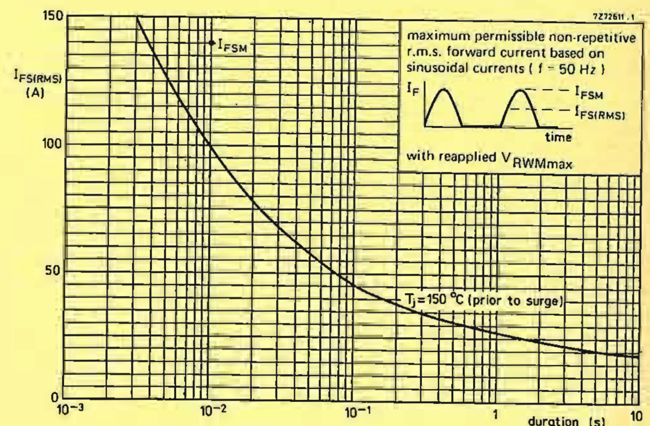


Fig. 4

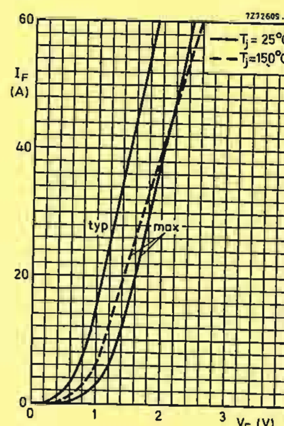


Fig. 5

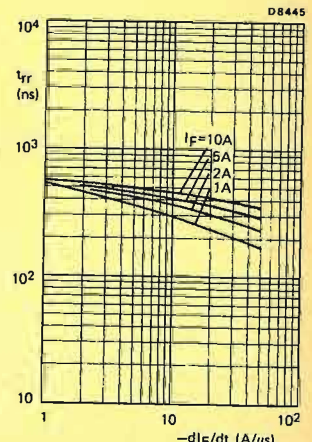


Fig. 6 Maximum values; T_j = 150 °C.

VERY FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

High-efficiency rectifier diodes in DO–5 metal envelopes, featuring low forward voltage drop, high reverse voltage capability, very fast reverse recovery times and non-snap-off characteristics.
They are intended for use in switched-mode power supplies and high-frequency inverter circuits, in general, where high output voltages and low conduction and switching losses are essential.
The series consists of normal polarity (cathode to stud) types.

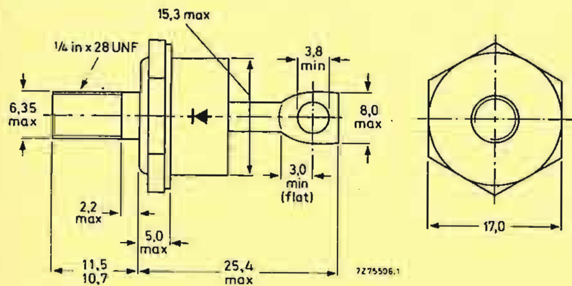
QUICK REFERENCE DATA

			BYV92–200	300	400	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	300	400	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		35		A
Forward voltage	V_F	<		1.05		V
Reverse recovery time	t_{rr}	<		100		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig.1 DO–5; Supplied with device: 1 nut, 1 lock-washer
Nut dimensions across the flats: 11.1 mm



Net mass: 22 g
Diameter of clearance hole: max. 6.5 mm
Accessories supplied on request:
56264A (mica washer, insulating ring, tag)

Torque on nut:
min. 1.7 Nm (17 kg cm)
max. 2.5 Nm (25 kg cm)

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages*

			BYV92–200	300	400	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	200	300	400	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	300	400	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	200	300	400	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	200	300	400	V

Currents

Average forward current assuming zero switching losses;				
sinusoidal; up to T_{mb} = 100 °C	$I_{F(AV)}$	max.	35	A
sinusoidal; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	20	A
square wave; δ = 0.5; up to T_{mb} = 95 °C	$I_{F(AV)}$	max.	40	A
square wave; δ = 0.5; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	19	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	55	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	500	A
Non-repetitive peak forward current t = 10 ms; half sine-wave; T_j = 150 °C prior to surge; with re-applied V_{RWMmax}	I_{FSM}	max.	500	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	1250	A²s

Temperatures

Storage temperatures	T_{stg}		–55 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	1.0	°C/W
From mounting base to heatsink				
with heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0.3	°C/W
without heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0.5	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\ j\text{-}mb}$	=	0.2	°C/W

MOUNTING INSTRUCTIONS

The top connector should neither be bent nor twisted; it should be soldered into the circuit so that there is no strain on it.
During soldering the heat conduction to the junction should be kept to a minimum.

*To ensure thermal stability: $R_{th\ j\text{-}a}$ < 6 °C/W (continuous reverse voltage) up to T_{amb} = 110 °C

CHARACTERISTICS

Forward voltage				
I_F = 100 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1.4	V*
I_F = 35 A; T_j = 100 °C	V_F	<	1.05	V*
Reverse current				
V_R = V_{RWMmax}; T_j = 100 °C	I_R	<	1.5	mA
Reverse recovery when switched from				
I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 50 A/µs; T_j = 25 °C Recovery time	t_{rr}	<	100	ns
I_F = 2 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/µs; T_j = 25 °C Recovered charge	Q_s	<	100	nC
Maximum slope of the reverse recovery current when switched from I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V; with $-dI_F/dt$ = 2 A/µs; T_j = 25 °C	$\|dI_R/dt\|$	<	5	A/µs

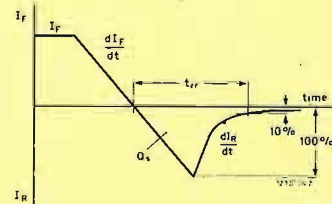


Fig. 2 Definitions of t_{rr} and Q_s.

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

SQUARE-WAVE OPERATION

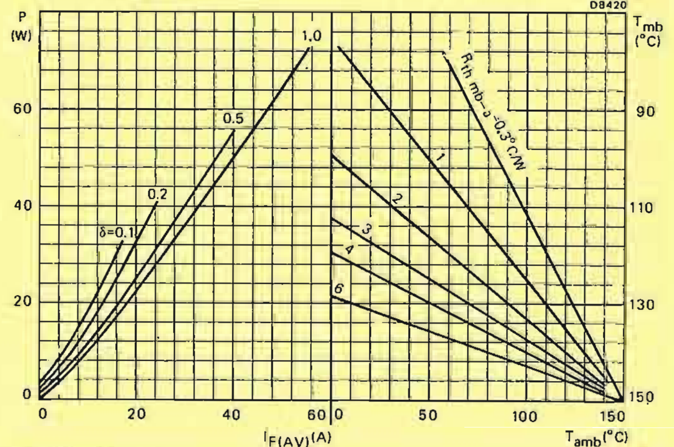
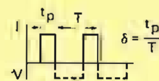


Fig.3 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses but excluding switching losses.



$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$

SINUSOIDAL OPERATION

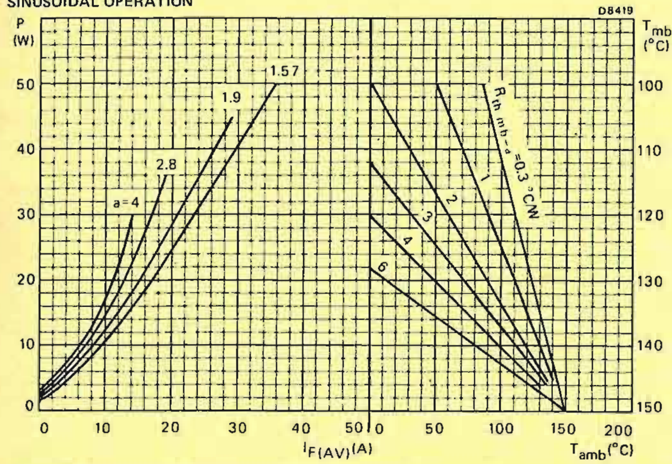


Fig.4 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses but excluding switching losses.
a = form factor = $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$.

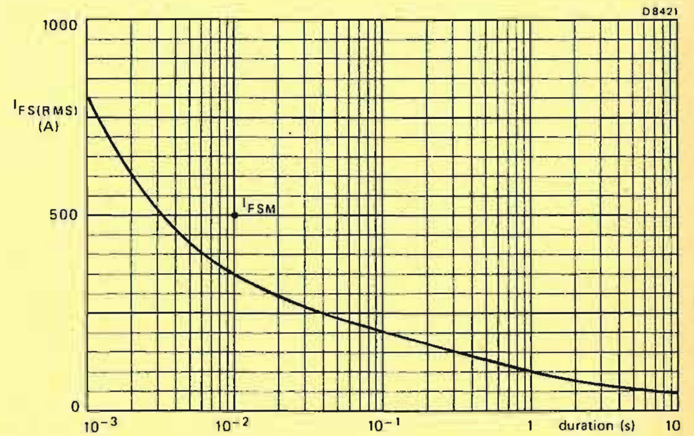
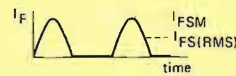


Fig.5 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. forward current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}.



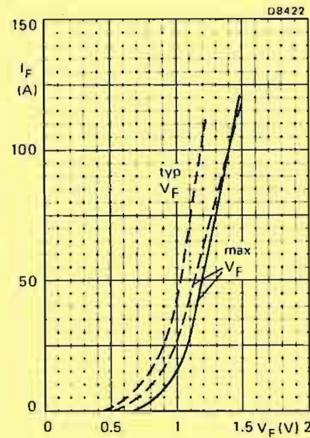


Fig. 6 —— T_j = 25 °C; – – – T_j = 100 °C

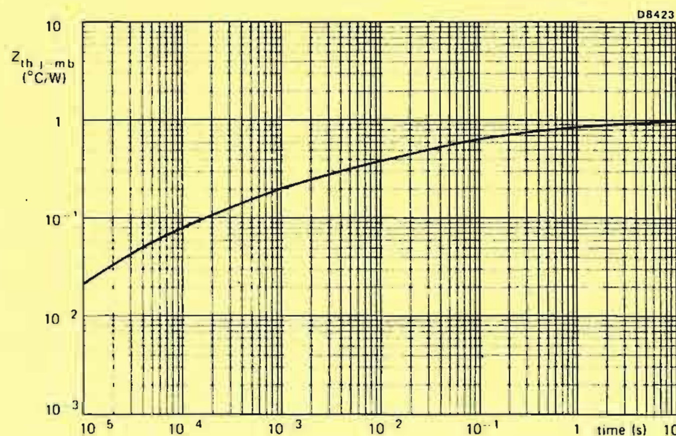


Fig. 7

AVALANCHE FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass passivated rectifier diodes in hermetically sealed axial-leaded glass envelopes. They are intended for television and industrial applications, such as switched-mode power supplies, scan rectifiers in TV receivers, and also for use in inverter and converter applications. The devices feature non-snap-off (soft-recovery) switching characteristics and are capable of absorbing reverse transient energy (e.g. during flashover in the picture tube).

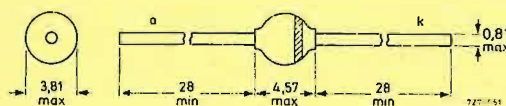
QUICK REFERENCE DATA

			BYV95A	B	C	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	400	600	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	200	400	600	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		1,5		A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max.		35		A
Non-repetitive peak reverse energy	E_{RSM}	max.		10		mJ
Reverse recovery time	t_{rr}			250		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOD-57.



The marking band indicates the cathode.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BYV95A	B	C	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	400	600	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	200	400	600	V
Average forward current (averaged over any 20 ms period) T_{tp} = 55 °C; lead length 10 mm	$I_{F(AV)}$	max.		1,5		A
T_{amb} = 55 °C; Fig. 2	$I_{F(AV)}$	max.		0,8		A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.		10		A
Non-repetitive peak forward current (t = 10 ms; half sine-wave) $T_j = T_{j\,max}$ prior to surge; $V_R = V_{RRMmax}$	I_{FSM}	max.		35		A
Non-repetitive peak reverse avalanche energy; I_R = 400 mA; $T_j = T_{j\,max}$ prior to surge; with inductive load switched off	E_{RSM}	max.		10		mJ
Storage temperature	T_{stg}			−65 to + 175		°C
Operating junction temperature	T_j	max.		165		°C

THERMAL RESISTANCE

Influence of mounting method

1. Thermal resistance from junction to tie-point at a lead length of 10 mm	$R_{th\,j\text{-}tp}$	=	46	°C/W
2. Thermal resistance from junction to ambient when mounted on a 1,5 mm thick epoxy-glass printed-circuit board; Cu-thickness ≥ 40 μm; Fig. 2	$R_{th\,j\text{-}a}$	=	100	°C/W

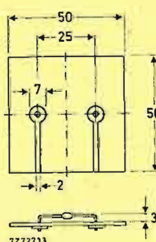


Fig. 2 Mounted on a printed-circuit board.

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

		BYV95A	B	C	
Forward voltage					
I_F = 3 A	V_F	1,6	1,6	1,6	V *
I_F = 3 A; T_j = 165 °C	V_F	1,35	1,35	1,35	V *
Reverse avalanche breakdown voltage					
I_R = 0,1 mA	$V_{(BR)R}$	300	500	700	V
Reverse current					
$V_R = V_{RRMmax}$; T_j = 165 °C	I_R		150		μA
Reverse recovery when switched from I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/μs					
recovered charge	Q_s		250		nC
recovery time	t_{rr}		250		ns
Maximum slope of reverse recovery current when switched from I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 1 A/μs	$\lvert dI_R/dt \rvert$		6		A/μs

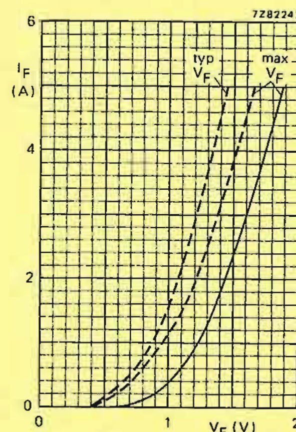


Fig. 3 —— T_j = 25 °C; – – – T_j = 165 °C.

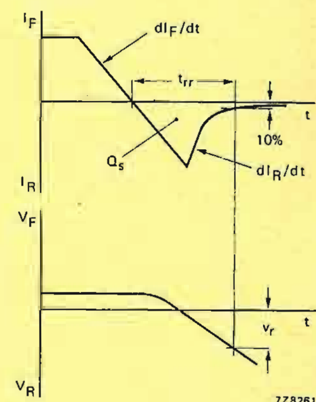


Fig. 4 Definitions.

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

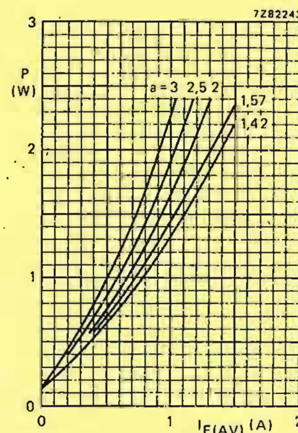
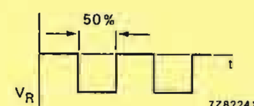


Fig. 5 Steady state power dissipation (forward plus leakage current) excluding switching losses as a function of the average forward current.

The graph is for switched-mode application.

$a = I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$; $V_R = V_{RRMmax}$



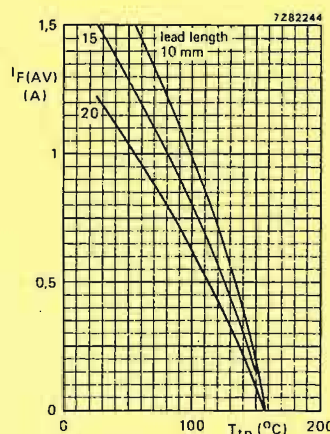


Fig. 6 Maximum average forward current as a function of the tie-point temperature; the curves include losses due to reverse leakage.

The graph is for switched-mode application; $V_R = V_{RRMmax}$; δ = 50 %; a = 1,57.

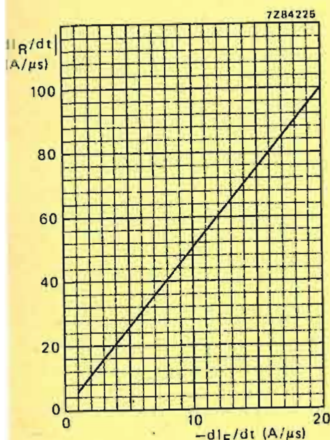


Fig. 7 Maximum slope of reverse recovery current. T_j = 25 °C.

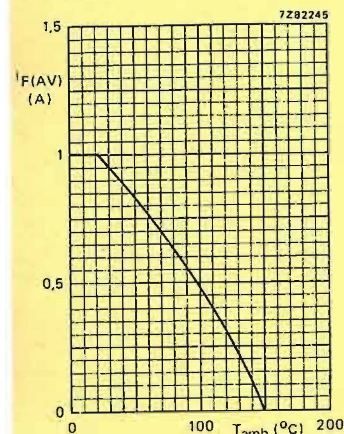


Fig. 8 Maximum average forward current as a function of the ambient temperature; the curve includes losses due to reverse leakage.
Mounting method see Fig. 2.
The graph is for switched-mode application.
$V_R = V_{RRMmax}$; δ = 50%; a = 1,57.

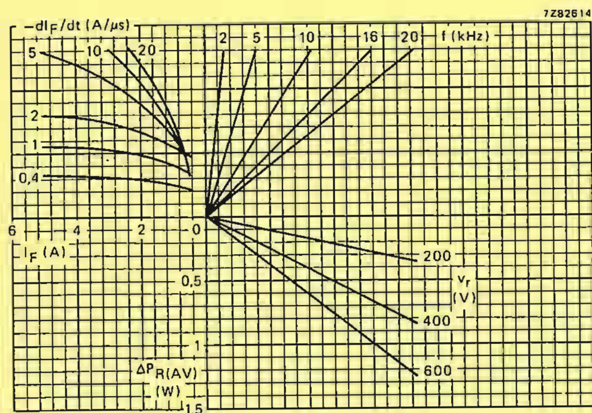


Fig. 9 Nomogram: power loss ($ΔP_{R(AV)}$) due to switching only. To be added to steady state power losses (see also Fig. 4).

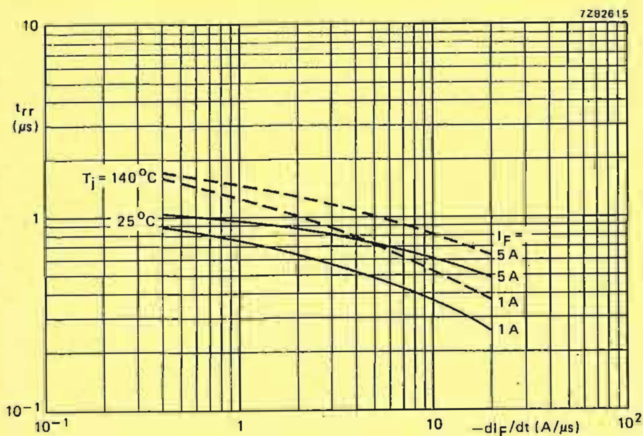


Fig. 10 Maximum values (see also Fig. 4).

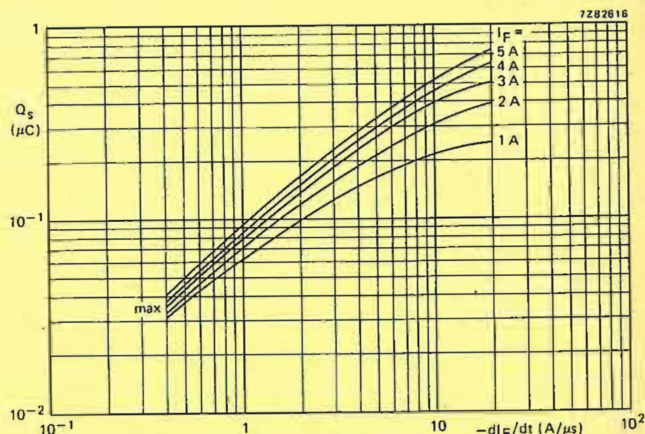


Fig. 11 Maximum values at T_j = 25 °C (see also Fig. 4).

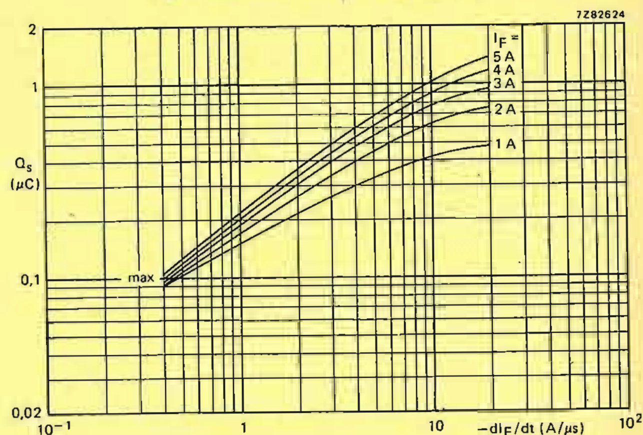


Fig. 12 Maximum values at T_j = 140 °C (see also Fig. 4).

OPERATING NOTES

The various components of junction temperature rise above ambient, for mounting with symmetrical lead length, are illustrated below.

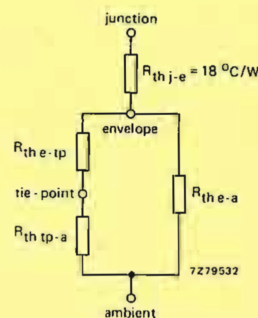


Fig. 13.

The thermal resistances between envelope and tie-point, and between envelope and ambient depend on lead length.

lead length	5	10	15	20	25	mm
$R_{th\ e-tp}$	15	30	45	60	75	°C/W
$R_{th\ e-a}$	580	445	350	290	245	°C/W

The thermal resistance between tie-point and ambient depends on the mounting method; for mounting on a 1,5 mm thick epoxy-glass printed-circuit board with a copper-thickness ≥ 40 μm, the following values apply:

1. Mounting similar to method given in Fig. 2: $R_{th\ tp-a}$ = 70 °C/W
2. Mounted on a printed-circuit board with copper laminate (per lead) of:
   1 cm² $R_{th\ tp-a}$ = 55 °C/W
   2,25 cm² $R_{th\ tp-a}$ = 45 °C/W

Note
Any temperature can be calculated by using the dissipation graph (Fig. 5) and the above thermal model.

AVALANCHE FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass passivated rectifier diodes in hermetically sealed axial-leaded glass envelopes. They are intended for television and industrial applications, such as switched-mode power supplies, scan rectifiers in TV receivers, and also for use in inverter and converter applications. The devices feature non-snap-off (soft-recovery) switching characteristics and are capable of absorbing reverse transient energy (e.g. during flashover in the picture tube).

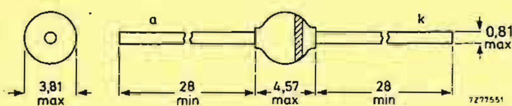
QUICK REFERENCE DATA

			BYV96D	BYV96E	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	800	1000	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	800	1000	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.	1,5		A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max.	35		A
Non-repetitive peak reverse energy	E_{RSM}	max.	10		mJ
Reverse recovery time	t_{rr}	<	300		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOD-57.



The marking band indicates the cathode.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BYV96D	BYV96E	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	800	1000	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	800	1000	V
Average forward current (averaged over any 20 ms period)					
T_{tp} = 55 °C; lead length 10 mm	$I_{F(AV)}$	max.	1,5		A
T_{amb} = 55 °C; Fig. 2	$I_{F(AV)}$	max.	0,8		A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	10		A
Non-repetitive peak forward current (t = 10 ms; half sine-wave) $T_j = T_{j\,max}$ prior to surge; $V_R = V_{RRM\,max}$	I_{FSM}	max.	35		A
Non-repetitive peak reverse avalanche energy; I_R = 400 mA; $T_j = T_{j\,max}$ prior to surge; with inductive load switched off	E_{RSM}	max.	10		mJ
Storage temperature	T_{stg}		−65 to + 175		°C
Operating junction temperature	T_j	max.	165		°C

THERMAL RESISTANCE

Influence of mounting method

1. Thermal resistance from junction to tie-point at a lead length of 10 mm — $R_{th\,j\text{-}tp}$ = 46 °C/W
2. Thermal resistance from junction to ambient when mounted on a 1,5 mm thick epoxy-glass printed-circuit board; Cu-thickness ≥ 40 μm; Fig. 2 — $R_{th\,j\text{-}a}$ = 100 °C/W

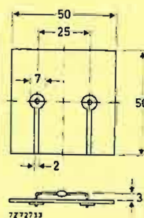


Fig. 2 Mounted on a printed-circuit board.

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

			BYV96D	BYV96E	
Forward voltage					
I_F = 3 A	V_F	<	1,6	1,6	V
I_F = 3 A; T_j = 165 °C	V_F	<	1,35	1,35	V
Reverse avalanche breakdown voltage I_R = 0,1 mA	$V_{(BR)R}$	>	900	1100	V
Reverse current $V_R = V_{RRM\,max}$; T_j = 165 °C	I_R	<	150		μA
Reverse recovery when switched from I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/μs					
recovered charge	Q_s	<	400		nC
recovery time	t_{rr}	<	300		ns
Maximum slope of reverse recovery current when switched from I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V; $-dI_F/dt$ = 1 A/μs	$\|dI_R/dt\|$	<	5		A/μs

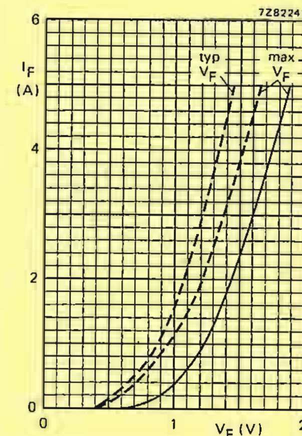


Fig. 3 —— T_j = 25 °C; – – – T_j = 165 °C.

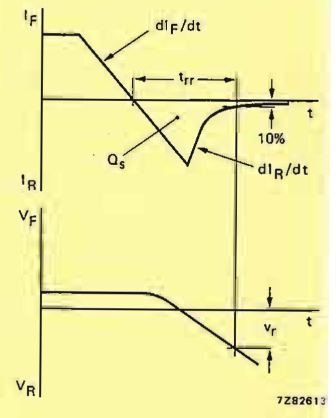


Fig. 4 Definitions of t_{rr} and Q_s.

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

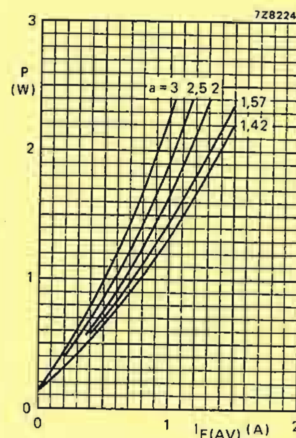


Fig. 5.

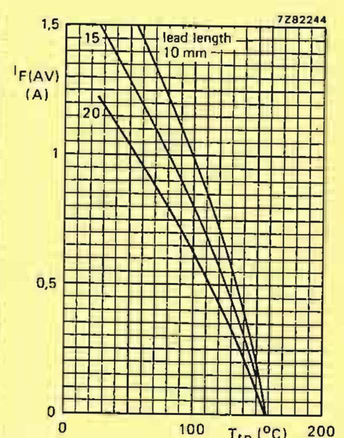


Fig. 6.

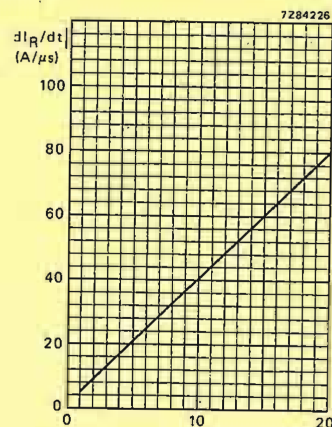


Fig. 7.

Fig. 5 Steady state power dissipation (forward plus leakage current) excluding switching losses as a function of the average forward current.

The graph is for switched-mode application.

$a = I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$; $V_R = V_{RRM\,max}$

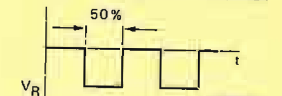


Fig. 6 Maximum average forward current as a function of the tie-point temperature; the curves include losses due to reverse leakage.

The graph is for switched-mode application; $V_R = V_{RRM\,max}$; δ = 50%; a = 1,57.

Fig. 7 Maximum slope of reverse recovery current. T_j = 25 °C.

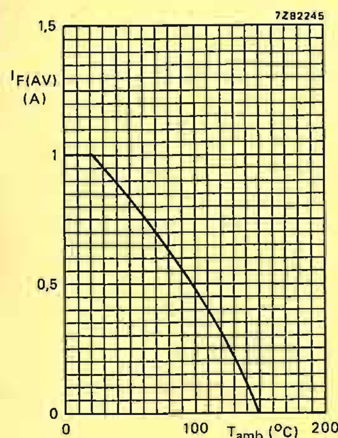


Fig. 8 Maximum average forward current as a function of the ambient temperature; the curve includes losses due to reverse leakage.
Mounting method see Fig. 2.

The graph is for switched-mode application.
$V_R = V_{RRM\,max}$; δ = 50%; a = 1,57.

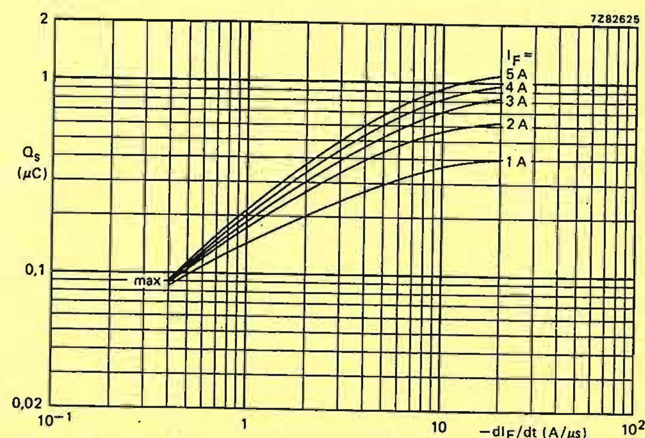


Fig. 10 Maximum values; T_j = 25 °C (see also Fig. 4).

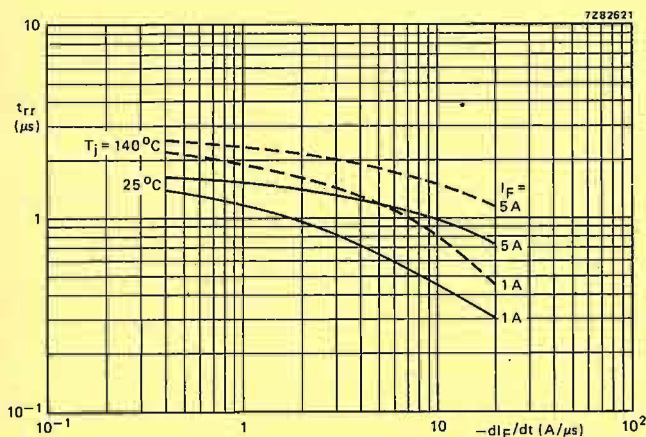


Fig. 9 Maximum values (see also Fig. 4).

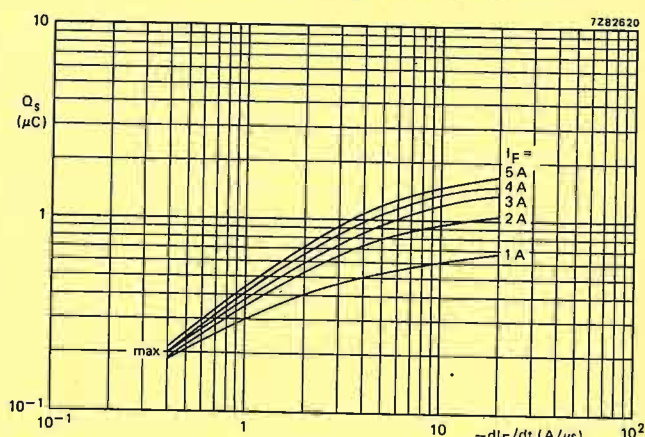


Fig. 11 Maximum values; T_j = 140 °C (see also Fig. 4).

OPERATING NOTES

The various components of junction temperature rise above ambient, for mounting with symmetrical lead length, are illustrated below.

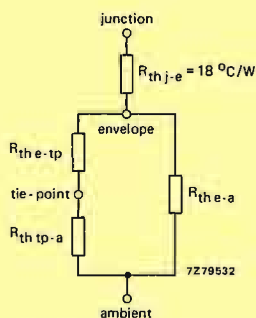


Fig. 12.

The thermal resistances between envelope and tie-point, and between envelope and ambient depend on lead length.

lead length	5	10	15	20	25	mm
$R_{th\,e\text{-}tp}$	15	30	45	60	75	°C/W
$R_{th\,e\text{-}a}$	580	445	350	290	245	°C/W

The thermal resistance between tie-point and ambient depends on the mounting method; for mounting on a 1,5 mm thick epoxy-glass printed-circuit board with a copper thickness ≥ 40 μm, the following values apply:

1. Mounting similar to method given in Fig. 2: $R_{th\,tp\text{-}a}$ = 70 °C/W.
2. Mounted on a printed-circuit board with copper laminate (per lead) of:

   1 cm² $R_{th\,tp\text{-}a}$ = 55 °C/W
   2,25 cm² $R_{th\,tp\text{-}a}$ = 45 °C/W

Note
Any temperature can be calculated by using the dissipation graph (Fig. 5) and the above thermal model.

FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Silicon double-diffused rectifier diodes in plastic envelopes. They are intended for use as clamp diode, dV/dt limiter and output rectifier diodes in professional and consumer switched-mode power supply applications and as scan rectifier diodes in television receivers. The devices feature non-snap-off characteristics and a very fast turn-on behaviour, which makes them extremely suitable for clamp and dV/dt limiting applications.

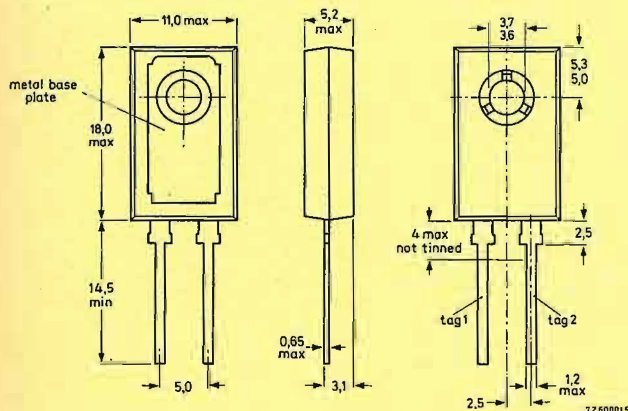
QUICK REFERENCE DATA

			BYW19-800(R)	1000(R)	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max	800	1000	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max	7		A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max	40		A
Reverse recovery time	t_{rr}		450		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

SOD-38



The exposed metal base-plate is directly connected to tag 1.

Net mass: 2,5 g

Recommended diameter of fixing screw: 3,5 mm

Torque on screw
when using washer and heatsink compound: min 0,95 Nm (9,5 kg cm)
max 1,5 Nm (15 kg cm)

Accessories:
supplied with device: washer
available on request : 56316 (mica insulating washer)

POLARITY OF CONNECTIONS

	BYW19-800 and BYW19-1000	BYW19-800R and BYW19-1000R
Base-plate	cathode	anode
Tag 1	cathode	anode
Tag 2	anode	cathode

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BYW19-800(R)	1000(R)	
Voltages					
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max	800	1000	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max	800	1000	V
Working reverse voltage	V_{RW}	max	800	800	V
Continuous reverse voltage	V_R	max	800	800	V

Currents				
Average forward current assuming zero switching losses (averaged over any 20 ms period; see page 7)				
square-wave; δ = 0,5; up to T_{mb} = 98 °C	$I_{F(AV)}$	max	7	A
square-wave; δ = 0,5; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max	4	A
sinusoidal; up to T_{mb} = 98 °C	$I_{F(AV)}$	max	7	A
sinusoidal; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max	4	A
Repetitive peak forward current; t_p = 20 µs; $\delta \leq$ 0,02	I_{FRM}	max	75	A
Non-repetitive peak forward current square-wave; t = 10 ms; T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{RWmax}	I_{FSM}	max	40	A
Temperatures				
Storage temperature	T_{stg}		−40 to +125	°C
Junction temperature	T_j	max	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	4,5	°C/W
Transient thermal impedance (t = 1 ms)	$Z_{th\ j\text{-}mb}$	=	0,3	°C/W

Influence of mounting method

1. Heatsink mounted

Thermal resistance from mounting base to heatsink

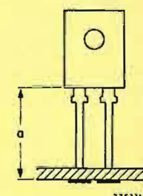
a. with heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	1,5	°C/W
b. with heatsink compound and 56316 mica washer	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	2,7	°C/W
c. without heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	2,7	°C/W
d. without heatsink compound with 56316 mica washer	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	5	°C/W

2. Free air operation

The quoted values of $R_{th\ j\text{-}a}$ should be used only when no leads of other dissipating components run to the same tie-points.

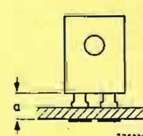
Thermal resistance from junction to ambient in free air:
mounted on a printed-circuit board at a = maximum lead length and with a copper laminate

a. > 1 cm² $R_{th\ j\text{-}a}$ = 50 °C/W
b. < 1 cm² $R_{th\ j\text{-}a}$ = 55 °C/W



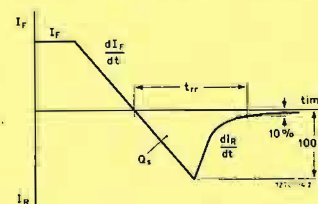
mounted on a printed-circuit board at a lead length a = 3 mm and with a copper laminate

c. > 1 cm² $R_{th\ j\text{-}a}$ = 55 °C/W
d. < 1 cm² $R_{th\ j\text{-}a}$ = 60 °C/W



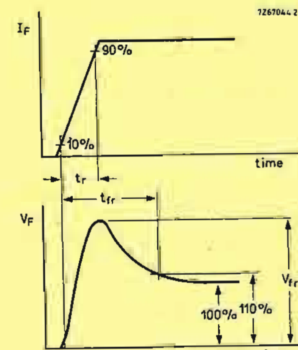
CHARACTERISTICS

Forward voltage I_F = 20 A; T_j = 25 °C	V_F	<	2,3	V *
Reverse current $V_R = V_{RWmax}$; T_j = 125 °C	I_R	<	0,6	mA
Reverse recovery when switched from I_F = 2 A to V_R = 30 V; $-dI_F/dt$ = 20 A/µs; T_j = 25 °C				
Recovered charge	Q_s	<	0,7	µC
Recovery time	t_{rr}	<	450	ns
Maximum slope of the reverse recovery current when switched from I_F = 2 A to V_R = 30 V; with $-dI_F/dt$ = 2 A/µs; T_j = 25 °C	$\lvert dI_R/dt \rvert$	<	5	A/µs



* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

Forward recovery when switched to I_F = 10 A with t_r = 1 µs at T_j = 25 °C				
Recovery time	t_{fr}	<	1	µs
Recovery voltage	V_{fr}	<	15	V



Forward output waveform

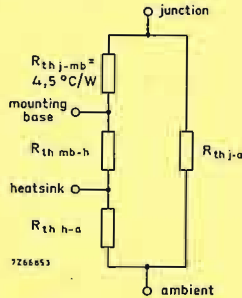
MOUNTING INSTRUCTIONS

1. Soldered joints must be at least 2,5 mm from the seal.
2. The maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 270 °C; contact with the joint must not exceed 3 seconds.
3. The devices should not be immersed in oil, and few potting resins are suitable for re-encapsulation. Advice on these materials is available on request.
4. Leads should not be bent less than 2,5 mm from the seal. Exert no axial pull when bending.
5. For good thermal contact heatsink compound should be used between base-plate and heatsink.

OPERATING NOTES

Dissipation and heatsink considerations:

a. The various components of junction temperature rise above ambient are illustrated below:

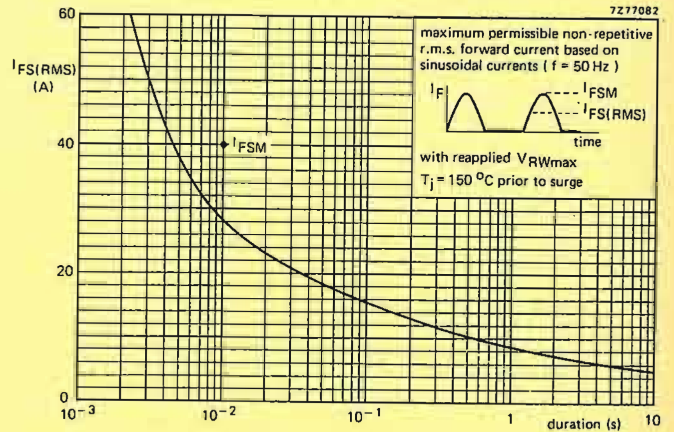


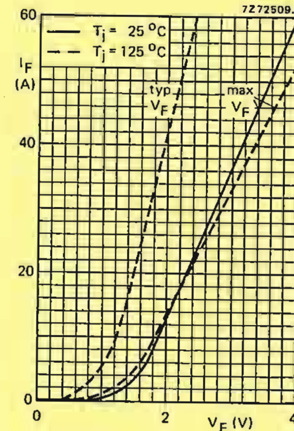
b. The method of using the graphs on page 7 is as follows:
Starting with the required current on the $I_{F(AV)}$ axis, trace upwards to meet the appropriate form factor curve. Trace right horizontally and upwards from the appropriate value on the T_{amb} scale. The intersection determines the $R_{th\ mb-a}$. The heatsink thermal resistance value ($R_{th\ h-a}$) can now be calculated from:

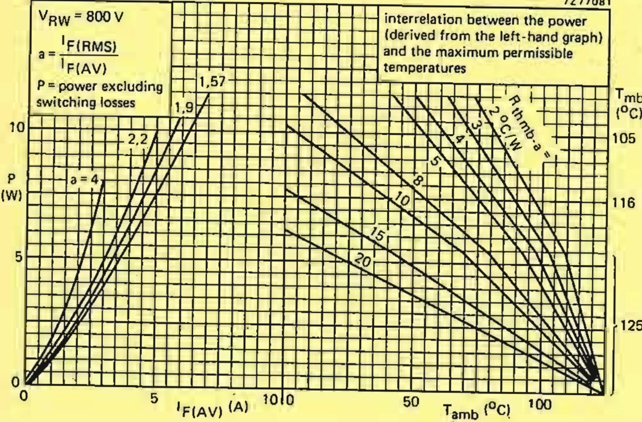
$$R_{th\ h-a} = R_{th\ mb-a} - R_{th\ mb-h}.$$

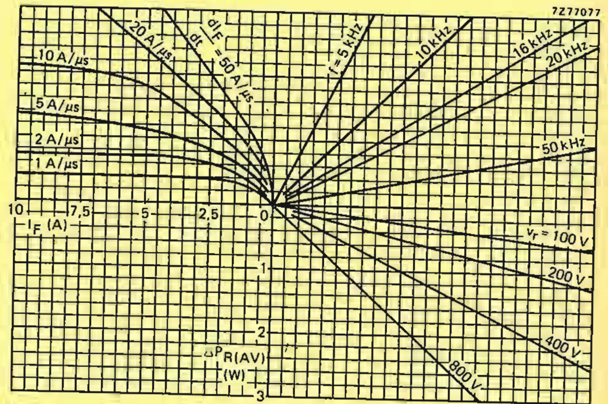
Any measurement of heatsink temperature should be made immediately adjacent to the device.

c. The heatsink curves are optimized to allow the junction temperature to run up to a maximum of 150 °C ($T_{j\ max}$) whilst limiting T_{mb} to 125 °C (or less).





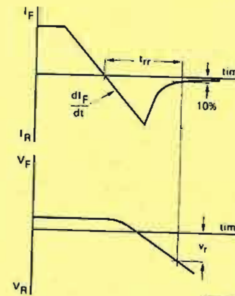


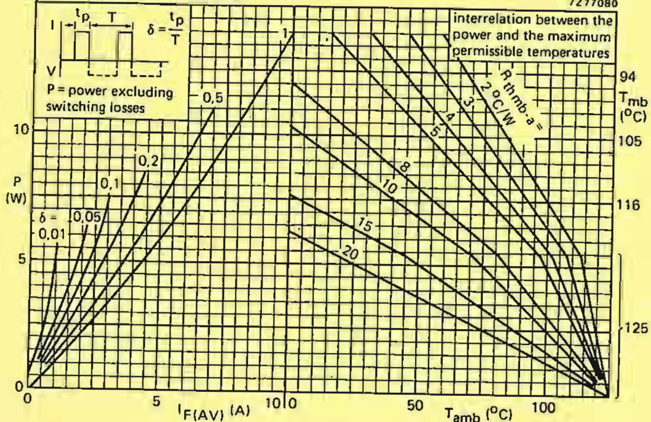


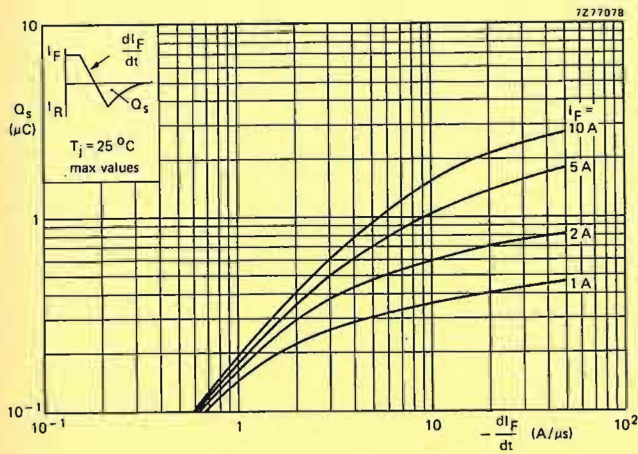
NOMOGRAM

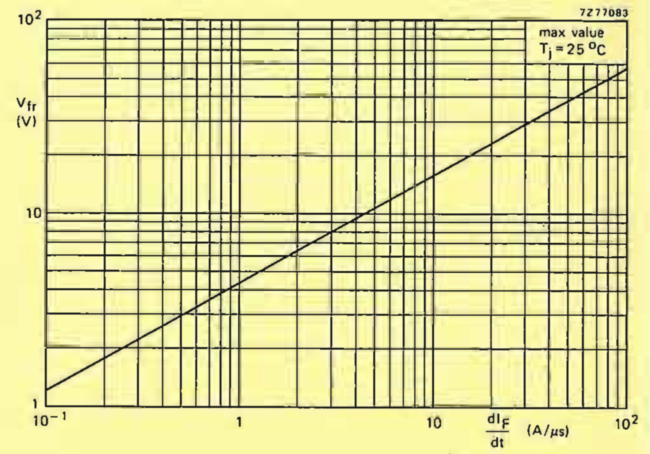
Power loss $\Delta P_{R(AV)}$ due to switching only (to be added to steady state power losses).

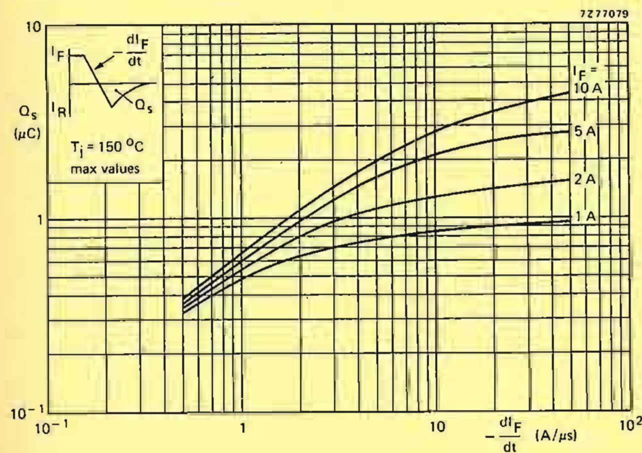
I_F = forward current just before switching off; T_j = 150 °C

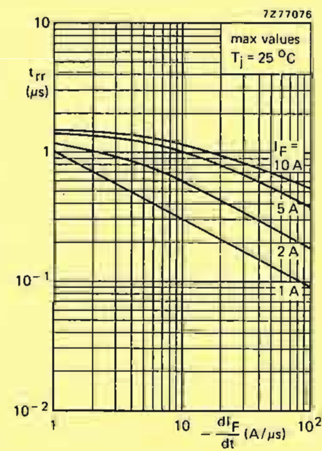


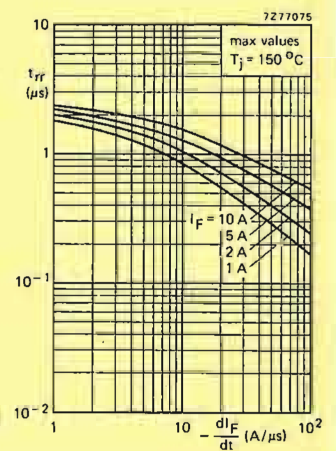


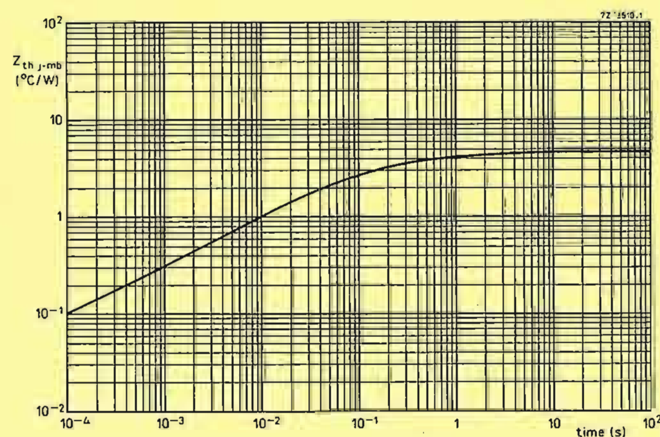

7Z77078
Q_s (μC)
T_j = 25 °C
max values
I_F =
10 A
5 A
2 A
1 A
$-\frac{dI_F}{dt}$ (A/μs)


7Z77083
V_{fr} (V)
max value
T_j = 25 °C
$\frac{dI_F}{dt}$ (A/μs)


7Z77079
Q_s (μC)
T_j = 150 °C
max values
I_F =
10 A
5 A
2 A
1 A
$-\frac{dI_F}{dt}$ (A/μs)


7Z77076
t_{rr} (μs)
max values
T_j = 25 °C
I_F =
10 A
5 A
2 A
1 A
$-\frac{dI_F}{dt}$ (A/μs)


7Z77075
t_{rr} (μs)
max values
T_j = 150 °C
I_F = 10 A
5 A
2 A
1 A
$-\frac{dI_F}{dt}$ (A/μs)


$Z_{th\ j\text{-}mb}$ (°C/W)
time (s)

FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODE

The BYW25 is a fast soft-recovery rectifier diode in a DO-5 metal envelope especially suitable for operation as main and commutating diode in 3-phase a.c. motor speed control inverters and in high frequency power supplies in general.

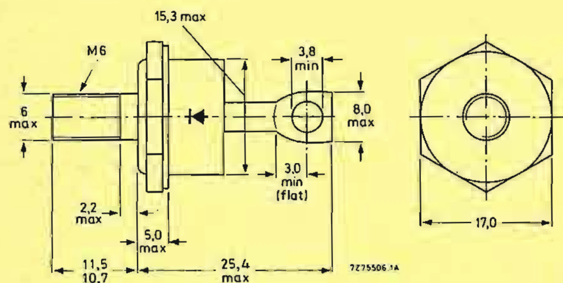
Two polarity versions are available:
Normal polarity (cathode to stud): BYW25.
Reverse polarity (anode to stud): BYW25R.

QUICK REFERENCE DATA

Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	800	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.	40	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	600	A
Reverse recovery time	t_{rr}	<	450	ns

MECHANICAL DATA

Fig. 1 DO-5: with metric M6 stud (ϕ6 mm)



Net mass: 22 g
Diameter of clearance hole: max. 6,5 mm
Torque on nut: min. 1,7 Nm (17 kg cm)
max. 3,5 Nm (35 kg cm)

Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer
Nut dimensions across the flats: 10 mm
Supplied on request: accessories 56264A (mica washer, insulating ring, tag)

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages *				
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	1000	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	800	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	650	V
Currents				
Average forward current; switching losses negligible up to 20 kHz				
sinusoidal; up to T_{mb} = 100 °C	$I_{F(AV)}$	max.	40	A
sinusoidal; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	23	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	60	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	600	A
Non-repetitive peak forward current; t = 10 ms; half sine-wave; T_j = 150 °C prior to surge	I_{FSM}	max.	550	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	1500	A^2s
Temperatures				
Storage temperature	T_{stg}		−55 to + 150	°C
Junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	0,6	°C/W
From mounting base to heatsink with heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0,3	°C/W
without heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0,5	°C/W

* To ensure thermal stability: $R_{th\ j\text{-}a}$ < 1 °C/W (continuous reverse voltage).

CHARACTERISTICS

Forward voltage				
I_F = 35 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1,55	V *
I_F = 150 A; T_j = 25 °C	V_F	<	2,25	V *
Reverse current				
V_R = 650 V; T_j = 125 °C	I_R	<	7	mA
Reverse recovery when switched from				
I_F = 10 A to V_R = 30 V with $-dI_F/dt$ = 50 A/µs; T_j = 25 °C; Recovery time	t_{rr}	<	450	ns
I_F = 600 A to $V_R \geq$ 30 V with $-dI_F/dt$ = 70 A/µs; T_{mb} = 85 °C; Recovery time	t_{rr}	<	1	µs
Maximum slope of the reverse recovery current when switched from I_F = 600 A to $V_R \geq$ 30 V; with $-dI_F/dt$ = 35 A/µs; T_j = 25 °C	$\lvert dI_R/dt \rvert$	<	100	A/µs

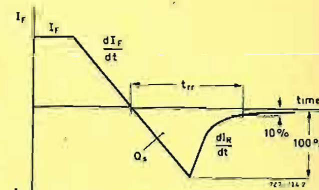


Fig. 2 Definitions of Q_s, t_{rr} and dI_R/dt.

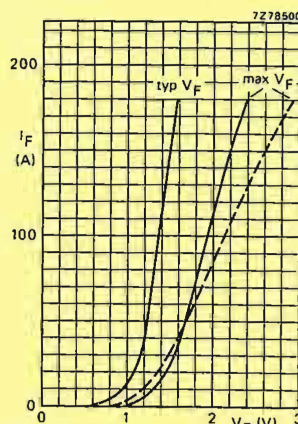


Fig. 3 —— T_j = 25 °C; – – – T_j = 150 °C.

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

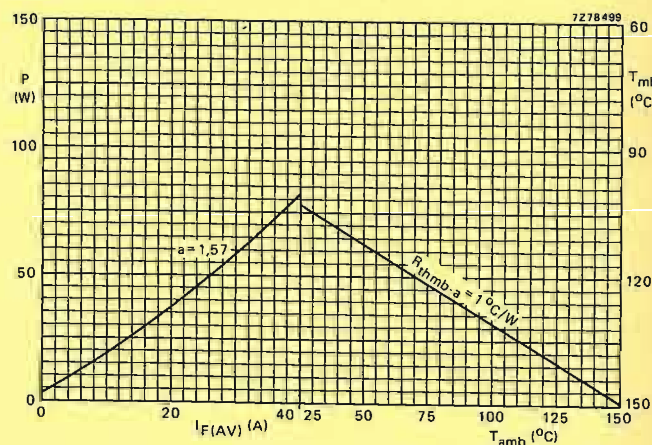


Fig. 4 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses and switching losses up to f = 20 kHz.
a = $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$.

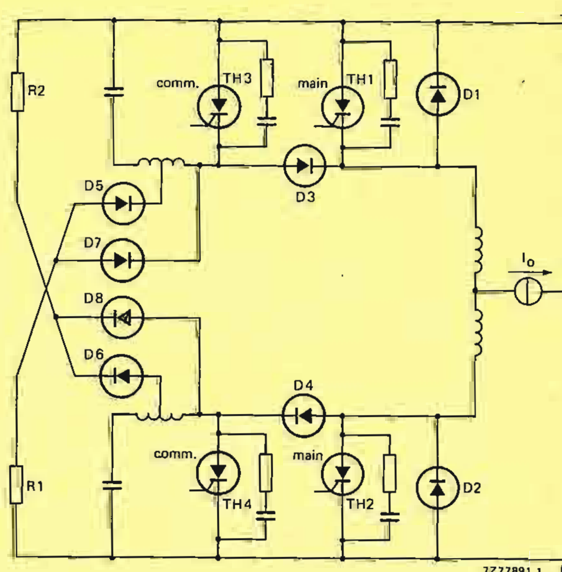


Fig. 5 One phase of a three-phase inverter for a.c. motor speed control.
D1 to D4 are BYW25 types.

AVALANCHE FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass passivated rectifier diodes in hermetically sealed axial-leaded glass envelopes. They are intended for television and industrial applications, such as switched-mode power supplies, scan rectifiers, in TV receivers, and also for use in inverter and converter applications. The devices feature non-snap-off (soft-recovery) switching characteristics and are capable of absorbing reverse transient energy (e.g. during flashover in the picture tube).

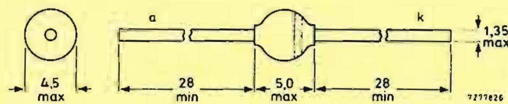
QUICK REFERENCE DATA

			BYW95A	B	C	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	400	600	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	200	400	600	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		3		A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max.		70		A
Non-repetitive peak reverse energy	E_{RSM}	max.		10		mJ
Reverse recovery time	t_{rr}	<		250		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOD-64.



The marking band indicates the cathode.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BYW95A	B	C	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	400	600	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	200	400	600	V
Average forward current (averaged over any 20 ms period) T_{tp} = 50 °C; lead length a = 10 mm	$I_{F(AV)}$	max.		3		A
T_{amb} = 55 °C; Fig. 2	$I_{F(AV)}$	max.		1,25		A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.		15		A
Non-repetitive peak forward current (t = 10 ms; half sine-wave) $T_j = T_{j\,max}$ prior to surge; $V_R = V_{RRMmax}$	I_{FSM}	max.		70		A
Non-repetitive peak reverse avalanche energy; I_R = 400 mA; $T_j = T_{j\,max}$ prior to surge; with inductive load switched off	E_{RSM}	max.		10		mJ
Storage temperature	T_{stg}			−65 to + 175		°C
Operating junction temperature	T_j	max.		165		°C

THERMAL RESISTANCE

Influence of mounting method

1. Thermal resistance from junction to tie-point at a lead length a = 10 mm	$R_{th\,j\text{-}tp}$	=	25	°C/W
2. Thermal resistance from junction to ambient when mounted on a 1,5 mm thick epoxy-glass printed-circuit board; Cu-thickness ≥ 40 μm; Fig. 2	$R_{th\,j\text{-}a}$	=	75	°C/W

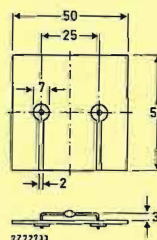


Fig. 2 Mounted on a printed-circuit board.

CHARACTERISTICS

			BYW95A	B	C	
Forward voltage I_F = 5 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1,5	1,5	1,5	V *
I_F = 5 A; T_j = 165 °C	V_F	<	1,25	1,25	1,25	V *
Reverse avalanche breakdown voltage I_R = 0,1 mA; T_j = 25 °C	$V_{(BR)R}$	>	300	500	700	V
Reverse current $V_R = V_{RRMmax}$; T_j = 165 °C	I_R	<		150		μA
Reverse recovery when switched from I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/μs; T_j = 25 °C						
recovered charge	Q_s	<		250		nC
recovery time	t_{rr}	<		250		ns

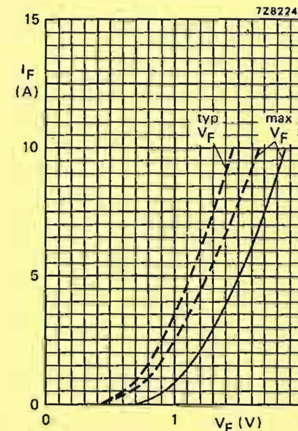


Fig. 3 —— T_j = 25 °C; – – – T_j = 165 °C.

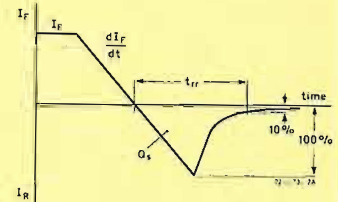


Fig. 4 Definitions of t_{rr} and Q_s.

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

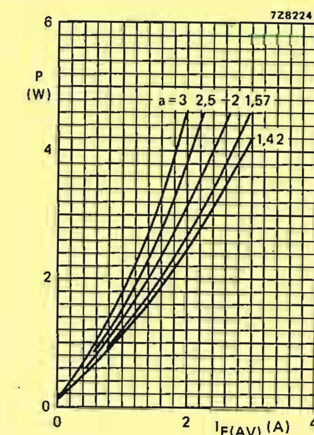
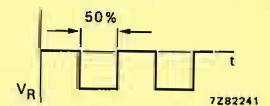


Fig. 5 Steady state power dissipation (forward plus leakage current) excluding switching losses as a function of the average forward current.

The graph is for switched-mode application.

$a = I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$; $V_R = V_{RRMmax}$



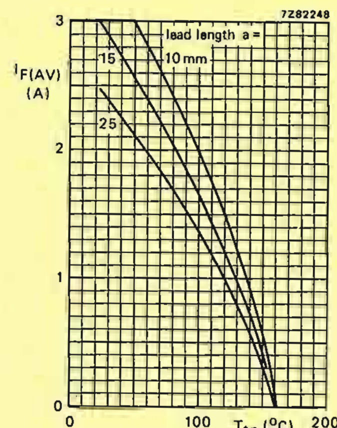


Fig. 6 Maximum average forward current as a function of the tie-point temperature; the curves include losses due to reverse leakage.

The graph is for switched-mode application; $V_R = V_{RRMmax}$; δ = 50%; a = 1,57.

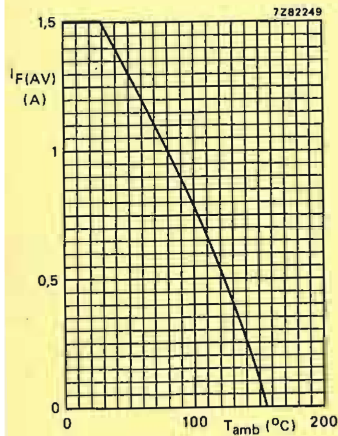


Fig. 7 Maximum average forward current as a function of the ambient temperature; the curve includes losses due to reverse leakage. Mounting method see Fig. 2.

The graph is for switched-mode application; $V_R = V_{RRMmax}$; δ = 50%; a = 1,57.

OPERATING NOTES

The various components of junction temperature rise above ambient, for mounting with symmetrical lead length, are illustrated below.

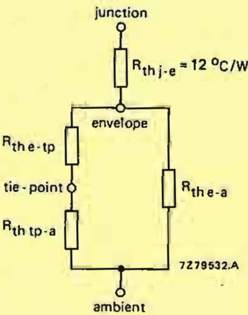


Fig. 8.

The thermal resistances between envelope and tie-point, and between envelope and ambient depend on lead length.

lead length	5	10	15	20	25	mm
$R_{th\ e\text{-}tp}$	7	14	21	28	35	°C/W
$R_{th\ e\text{-}a}$	410	300	230	185	155	°C/W

The thermal resistance between tie-point and ambient depends on the mounting method; for mounting on a 1,5 mm thick epoxy-glass printed-circuit board with a copper-thickness ≥ 40 μm, the following values apply:

1. Mounting similar to method given in Fig. 2: $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 70 °C/W.
2. Mounted on a printed-circuit board with a copper laminate (per lead) of:
   1 cm² $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 55 °C/W
   2,25 cm² $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 45 °C/W

Note
Any temperature can be calculated by using the dissipation graph (Fig. 5) and the above thermal model.

AVALANCHE FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass passivated rectifier diodes in hermetically sealed axial-leaded glass envelopes. They are intended for television and industrial applications, such as switched-mode power supplies, scan rectifiers, in TV receivers, and also for use in inverter and converter applications. The devices feature non-snap-off (soft-recovery) switching characteristics and are capable of absorbing reverse transient energy (e.g. during flashover in the picture tube).

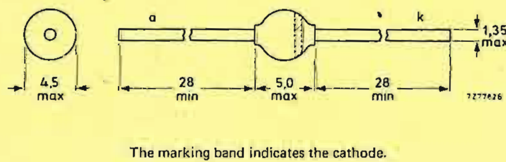
QUICK REFERENCE DATA

			BYW96D	BYW96E	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	800	1000	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	800	1000	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.	3		A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max.	70		A
Non-repetitive peak reverse energy	E_{RSM}	max.	10		mJ
Reverse recovery time	t_{rr}	<	400		ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOD-64.



The marking band indicates the cathode.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BYW96D	BYW96E	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	800	1000	V
Continuous reverse voltage	V_R	max.	800	1000	V
Average forward current (averaged over any 20 ms period) T_{tp} = 50 °C; lead length a = 10 mm	$I_{F(AV)}$	max.	3		A
T_{amb} = 55 °C; Fig. 2	$I_{F(AV)}$	max.	1,25		A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	15		A
Non-repetitive peak forward current (t = 10 ms; half sine-wave) $T_j = T_{j\,max}$ prior to surge; $V_R = V_{RRMmax}$	I_{FSM}	max.	70		A
Non-repetitive peak reverse avalanche energy; I_R = 400 mA; $T_j = T_{j\,max}$ prior to surge; with inductive load switched off	E_{RSM}	max.	10		mJ
Storage temperature	T_{stg}		−65 to + 175		°C
Operating junction temperature	T_j	max.	165		°C

THERMAL RESISTANCE

Influence of mounting method

1. Thermal resistance from junction to tie-point at a lead length a = 10 mm — $R_{th\,j\text{-}tp}$ = 25 °C/W
2. Thermal resistance from junction to ambient when mounted on a 1,5 mm thick epoxy-glass printed-circuit board; Cu-thickness ≥ 40 μm; Fig. 2 — $R_{th\,j\text{-}a}$ = 75 °C/W

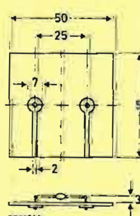


Fig. 2 Mounted on a printed-circuit board.

CHARACTERISTICS

			BYW96D	BYW96E	
Forward voltage I_F = 5 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1,5	1,5	V *
I_F = 5 A; T_j = 165 °C	V_F	<	1,25	1,25	V *
Reverse avalanche breakdown voltage I_R = 0,1 mA; T_j = 25 °C	$V_{(BR)R}$	>	900	1100	V
Reverse current $V_R = V_{RRMmax}$; T_j = 165 °C	I_R	<	150		μA
Reverse recovery when switched from I_F = 1 A to V_R ≥ 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/μs; T_j = 25 °C					
recovered charge	Q_s	<	400		nC
recovery time	t_{rr}	<	400		ns

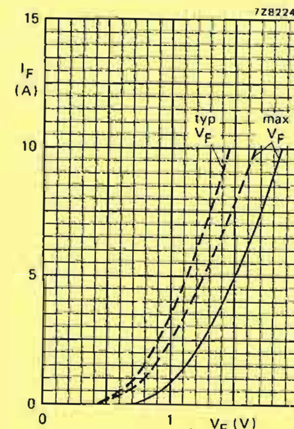


Fig. 3 —— T_j = 25 °C; – – – T_j = 165 °C.

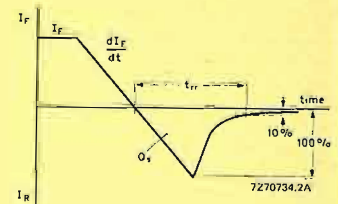


Fig. 4 Definitions of t_{rr} and Q_s.

* Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

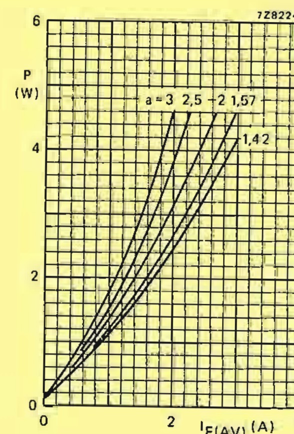
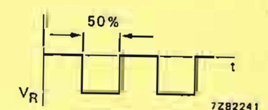


Fig. 5 Steady state power dissipation (forward plus leakage current) excluding switching losses as a function of the average forward current.

The graph is for switched-mode application.

$a = I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$; $V_R = V_{RRMmax}$



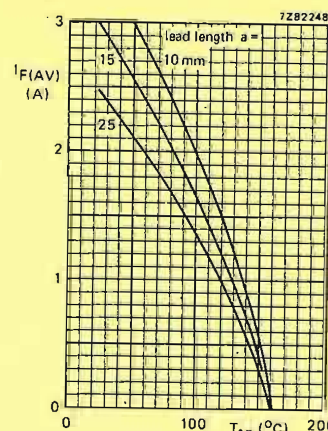


Fig. 6 Maximum average forward current as a function of the tie-point temperature; the curves include losses due to reverse leakage.

The graph is for switched-mode application; $V_R = V_{RRMmax}$; δ = 50%; a = 1,57.

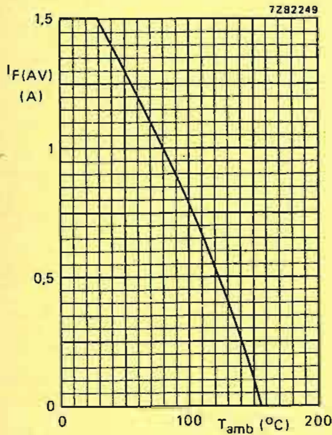


Fig. 7 Maximum average forward current as a function of the ambient temperature; the curve includes losses due to reverse leakage. Mounting method see Fig. 2.

The graph is for switched-mode application; $V_R = V_{RRMmax}$; $\delta = 50\%$; a = 1,57.

OPERATING NOTES

The various components of junction temperature rise above ambient, for mounting with symmetrical lead length, are illustrated below.

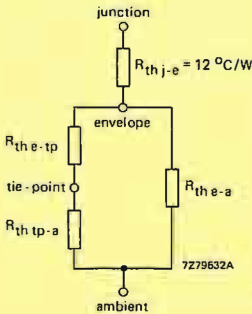


Fig. 8.

The thermal resistances between envelope and tie-point, and between envelope and ambient depend on lead length.

lead length	5	10	15	20	25	mm
$R_{th\ e\text{-}tp}$	7	14	21	28	35	°C/W
$R_{th\ e\text{-}a}$	410	300	230	185	155	°C/W

The thermal resistance between tie-point and ambient depends on the mounting method; for mounting on a 1,5 mm thick epoxy-glass printed-circuit board with a copper-thickness ≥ 40 μm, the following values apply:

1. Mounting similar to method given in Fig. 2: $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 70 °C/W.
2. Mounted on a printed-circuit board with a copper laminate (per lead) of:
   1 cm² $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 55 °C/W
   2,25 cm² $R_{th\ tp\text{-}a}$ = 45 °C/W

Note
Any temperature can be calculated by using the dissipation graph (Fig. 5) and the above thermal model.

BYX71
SERIES

FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

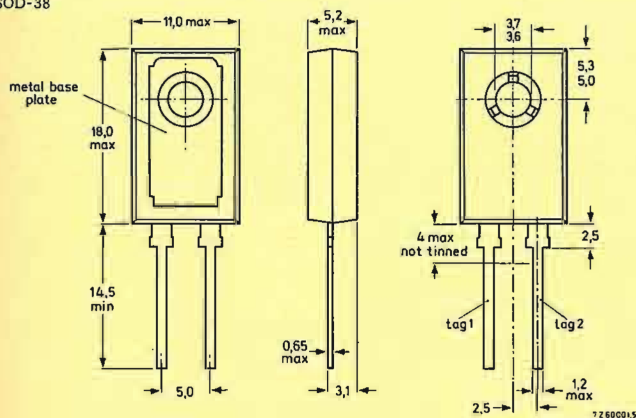
Silicon double-diffused rectifier diodes in plastic envelopes. They are intended for use in chopper applications as well as in switched-mode power supplies, as efficiency diodes and scan rectifiers in television receivers. The devices feature non-snap-off characteristics. Normal and reverse polarity types are available.

QUICK REFERENCE DATA

			BYX71-350(R)	600(R)	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max	350	600	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.		7	A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max.		60	A
Reverse recovery time	t_{rr}	<		450	ns

MECHANICAL DATA (see also page 2) Dimensions in mm

SOD-38



The exposed metal base-plate is directly connected to tag 1.

Net mass: 2,5 g

Recommended diameter of fixing screw: 3,5 mm

Torque on screw
when using washer and heatsink compound: min. 0,95 Nm (9,5 kg cm)
max. 1,5 Nm (15 kg cm)

Accessories:
supplied with the device: 56355 (washer)
available on request: 56316 (mica insulating washer)

POLARITY OF CONNECTIONS

	BYX71-350 and BYX71-600	BYX71-350R and BYX71-600R
Base-plate:	cathode	anode
Tag 1 :	cathode	anode
Tag 2 :	anode	cathode

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134)

Voltages			BYX71-350(R)	600(R)	
Continuous reverse voltage	V_R	max.	300	500	V
Working reverse voltage	V_{RW}	max.	300	500	V
Repetitive peak reverse voltage ($\delta \leq 0,01$)	V_{RRM}	max.	350	600	V
Non-repetitive peak reverse voltage ($t \leq 10$ ms)	V_{RSM}	max.	350	600	V

Currents

Average on-state current assuming zero switching losses (averaged over any 20 ms period)				
square wave: $\delta = 0,5$; up to $T_{mb} = 85$ °C	$I_{F(AV)}$	max.	7	A
without heatsink at $T_{amb} = 50$ °C	$I_{F(AV)}$	max.	1,4	A
sinusoidal: at $T_{mb} = 85$ °C	$I_{F(AV)}$	max.	6,5	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	10	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	25	A
Non-repetitive peak forward current half sine wave; t = 10 ms; $T_j = 150$ °C prior to surge	I_{FSM}	max.	60	A
square pulse; t = 5 ms; $T_j = 150$ °C prior to surge	I_{FSM}	max.	60	A
Rate of change of commutation current	$-\frac{dI}{dt}$	max.	50	A/µs

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		-55 to +125	°C
Junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	6,5	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\ j\text{-}mb}$	=	0,3	°C/W

Influence of mounting method

1. Heatsink mounted

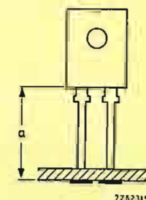
From mounting base to heatsink

a. with heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	1,5	°C/W
b. with heatsink compound and 56316 mica washer	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	2,7	°C/W
c. without heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	2,7	°C/W
d. without heatsink compound; with 56316 mica washer	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	5	°C/W

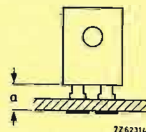
2. Free air operation

The quoted values of $R_{th\ j\text{-}a}$ should be used only when no other leads run to the tie-points.

From junction to ambient in free air mounted on a printed circuit board at a = maximum lead length and with a copper laminate
a. > 1 cm² $R_{th\ j\text{-}a} = 50$ °C/W
b. < 1 cm² $R_{th\ j\text{-}a} = 55$ °C/W



at a lead-length a = 3 mm and with a copper laminate
c. > 1 cm² $R_{th\ j\text{-}a} = 55$ °C/W
d. < 1 cm² $R_{th\ j\text{-}a} = 60$ °C/W



SOLDERING AND MOUNTING NOTES

1. Soldered joints must be at least 2,5 mm from the seal.
2. The maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 270 °C; contact with the joint must not exceed 3 seconds.
3. The device should not be immersed in oil, and few potting resins are suitable for re-encapsulation. Advice on these materials is available on request.
4. Leads should not be bent less than 2,5 mm from the seal; exert no axial pull when bending.
5. For good thermal contact heatsink compound should be used between base-plate and heatsink.

CHARACTERISTICS

Forward voltage

$I_F = 5$ A; $T_j = 25$ °C	V_F	<	1,25	V [1]

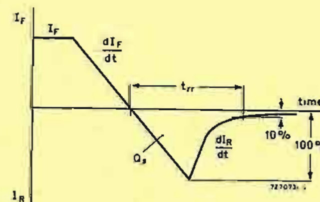
Reverse current

$V_R = V_{RWmax}$; $T_j = 125$ °C	I_R	<	0,4	mA

Reverse recovery when switched from

$I_F = 2$ A to $V_R = 30$ V with $-dI_F/dt = 20$ A/µs; $T_j = 25$ °C

Recovery charge	Q_s	<	700	nC
Recovery time	t_{rr}	<	450	ns
Max. slope of the reverse recovery current with $-dI_F/dt = 2$ A/µs	$\lvert dI_R/dt \rvert$	<	5	A/µs



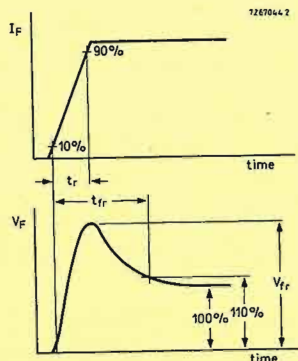
[1] Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

CHARACTERISTICS (continued)

Forward recovery when switched to

I_F = 25 A with t_r = 0,5 μs at T_j = 25 °C

Recovery time	t_{fr}	<	0,8	μs
Recovery voltage	V_{fr}	<	3,5	V

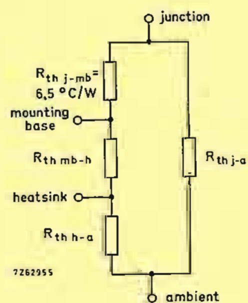


Forward output waveform

OPERATING NOTES

Dissipation and heatsink considerations:

a. The various components of junction temperature rise above ambient are illustrated below:



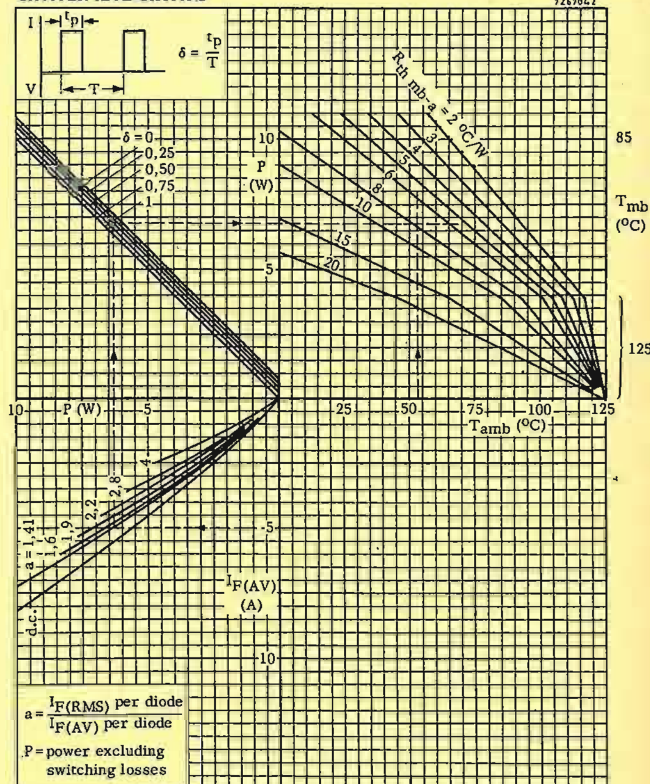
b. The method of using the graph on page 8 is as follows:
Starting with the curve of maximum dissipation as a function of $I_{F(AV)}$, for a particular current trace horizontally to meet the appropriate form factor; upwards to the operating duty cycle (δ) line; horizontally until the $R_{th\ mb\text{-}a}$ curve is reached. Finally trace upwards from the T_{amb} scale. The intersection determines the $R_{th\ mb\text{-}a}$ required.
The heatsink thermal resistance value ($R_{th\ h\text{-}a}$) can now be calculated from:

$$R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ mb\text{-}a} - R_{th\ mb\text{-}h}$$

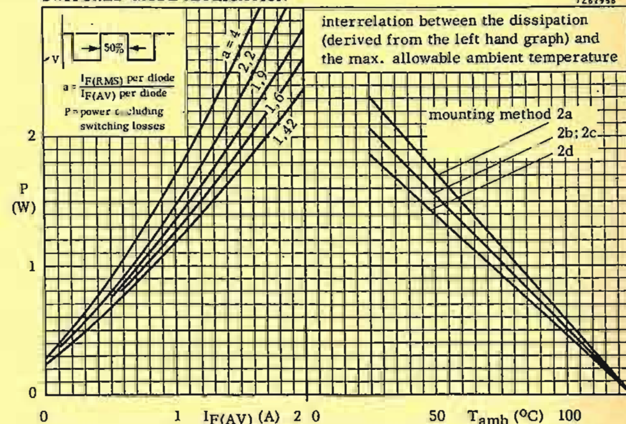
Any measurement of heatsink temperature should be made immediately adjacent to the device.

c. The heatsink curves are optimised to allow the junction temperature to run up to 150 °C ($T_{j\ max}$) whilst limiting T_{mb} to 125 °C (or less).

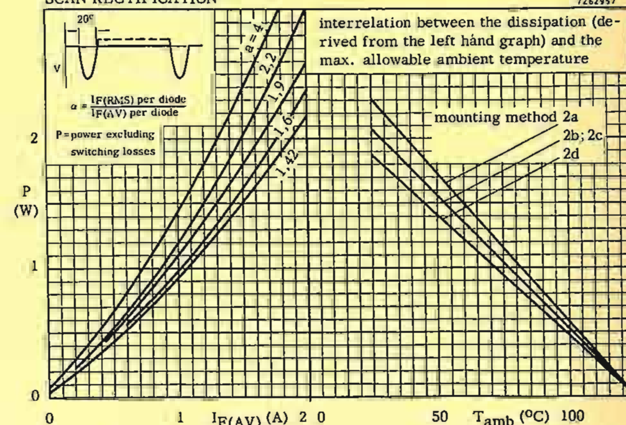
CHOPPER APPLICATIONS



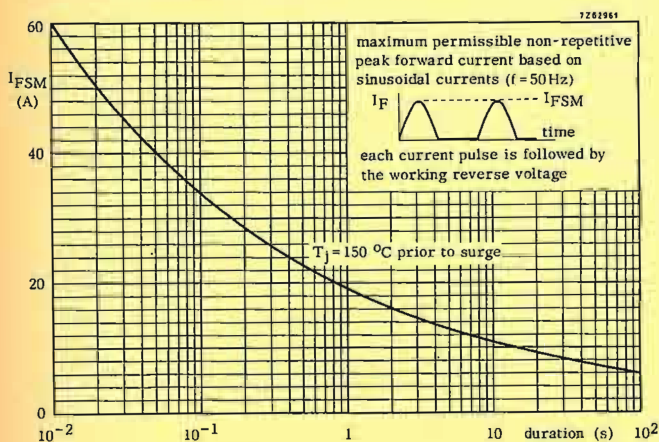
SWITCHED-MODE APPLICATION

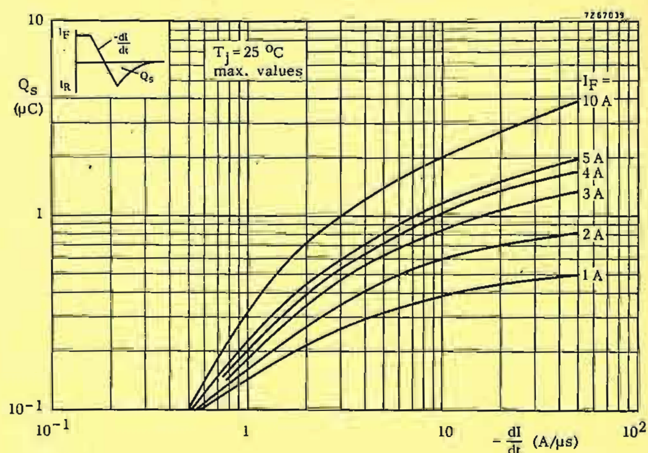


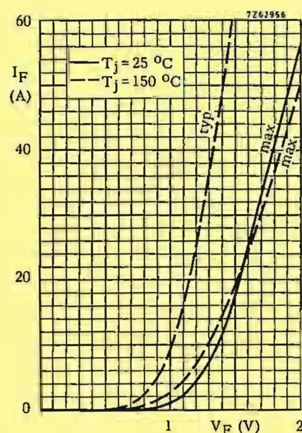
SCAN RECTIFICATION

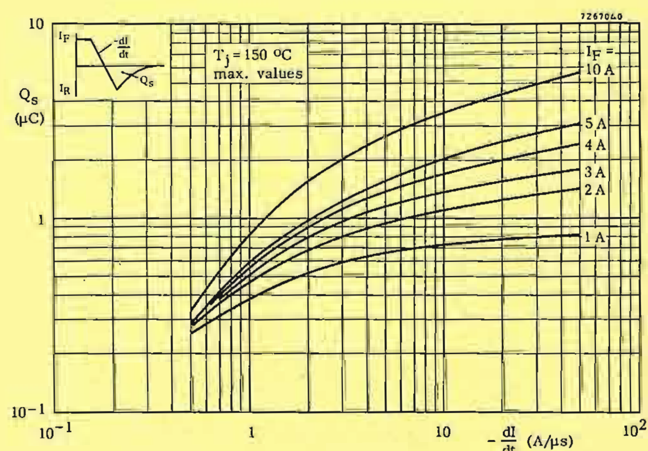


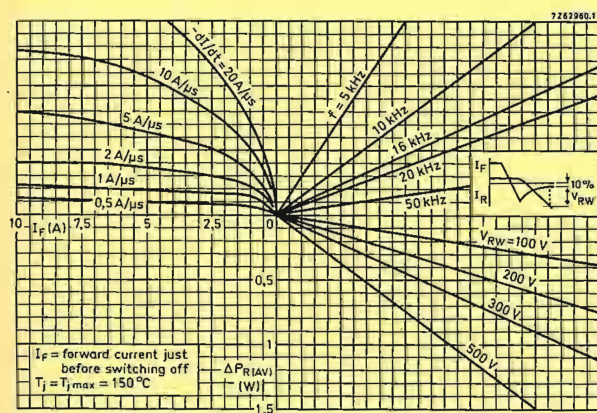
BYX71
SERIES



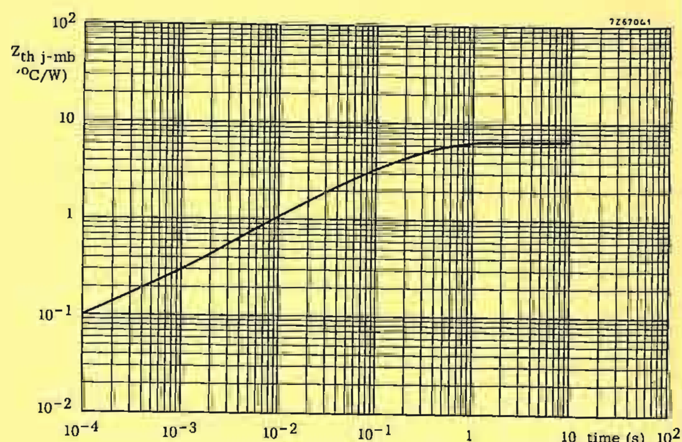


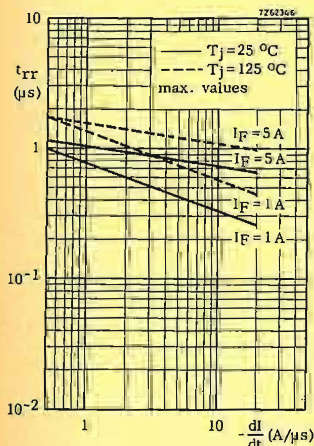


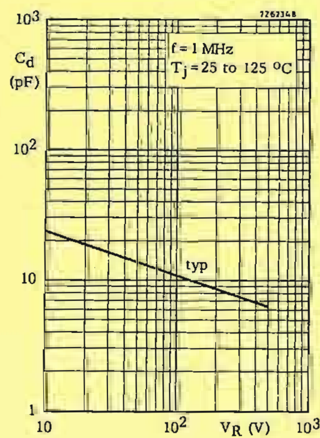




Nomogram: power loss $\Delta P_{R(AV)}$ due to switching only (to be added to forward and reverse power losses).







FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass-passivated double-diffused rectifier diodes in plastic envelopes, featuring fast reverse recovery times and non-snap-off characteristics. They are intended for use in chopper applications as well as in switched-mode power supplies, as efficiency diodes and scan rectifiers in television receivers.
The series consists of normal polarity (cathode to mounting base) types.

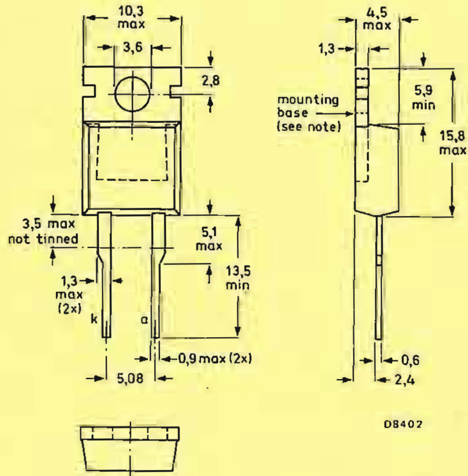
QUICK REFERENCE DATA

			BY229–200	400	600	800	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	400	600	800	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.	7				A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max.	60				A
Reverse recovery time	t_{rr}		450				ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig.1 SOD–59 (TO–220AC).



Note: The exposed metal mounting base is directly connected to the cathode. Accessories supplied on request: see data sheets Mounting instructions and accessories for TO–220 envelopes.

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base $R_{th\ j\text{-}mb}$ = 4.5 °C/W

Influence of mounting method

1. Heatsink mounted with clip (see mounting instructions)

Thermal resistance from mounting base to heatsink

a. with heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$ =	0.3 °C/W
b. with heatsink compound and 0.06 mm maximum mica insulator	$R_{th\ mb\text{-}h}$ =	1.4 °C/W
c. with heatsink compound and 0.1 mm maximum mica insulator (56369)	$R_{th\ mb\text{-}h}$ =	2.2 °C/W
d. with heatsink compound and 0.25 mm maximum alumina insulator (56367)	$R_{th\ mb\text{-}h}$ =	0.8 °C/W
e. without heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$ =	1.4 °C/W

2. Free-air operation

The quoted value of $R_{th\ j\text{-}a}$ should be used only when no leads of other dissipating components run to the same tie-point.
Thermal resistance from junction to ambient in free air:
mounted on a printed-circuit board at a = any lead length.

$R_{th\ j\text{-}a}$ = 60 °C/W

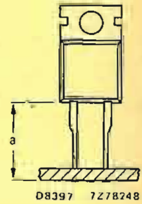


Fig.2

MOUNTING INSTRUCTIONS

1. The device may be soldered directly into the circuit, but the maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 275 °C; it must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. Soldered joints must be at least 4.7 mm from the seal.
2. The leads should not be bent less than 2.4 mm from the seal, and should be supported during bending.
3. It is recommended that the circuit connection be made to the cathode tag, rather than direct to the heatsink.
4. Mounting by means of a spring clip is the best mounting methode because it offers:
   a. a good thermal contact under the crystal area and slightly lower $R_{th\ mb\text{-}h}$ values than screw mounting;
   b. safe isolation for mains operation.
   However, if a screw is used, it should be M3 cross-recess pan head. Care should be taken to avoid damage to the plastic body.
5. For good thermal contact heatsink compound should be used between base-plate and heatsink. Values of $R_{th\ mb\text{-}h}$ given for mounting with heatsink compound refer to the use of a metallic-oxide loaded compound. Ordinary silicone grease is not recommended.
6. The device should not be pop-riveted to the heatsink. However, it is permissible to press-rivet providing that rivets of soft material are used, and the press forces are slowly and carefully controlled so as to avoid shock and deformation of either heatsink or mounting tab.

TINGS

iting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

ltages*			BY229–200	400	600	800	
n-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	200	400	600	800	V
etitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	200	400	600	800	V
st working reverse voltage	V_{RWM}	max.	150	300	500	600	V
tinuous reverse voltage	V_R	max.	150	300	500	600	V
rents							
rage forward current assuming zero switching losses							
quare-wave; δ = 0.5; up to T_{mb} = 100 °C	$I_{F(AV)}$	max.	7				A
quare-wave; δ = 0.5; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	4.1				A
inusoidal; up to T_{mb} = 101 °C	$I_{F(AV)}$	max.	6.5				A
inusoidal; at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	4				A
.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	10				A
etitive peak forward current	I_{FRM}	max.	60				A
etitive peak forward current p = 20 μs; δ < 0.02	I_{FRM}	max.	75				A
-repetitive peak forward current; t = 10 ms alf sine-wave; T_j = 150 °C prior to surge; ith reapplied V_{RWMmax}	I_{FSM}	max.	60				A
nperatures							
age temperature	T_{stg}		−40 to +150				°C
ction temperature	T_j	max.	150				°C

CHARACTERISTICS

Forward voltage I_F = 20 A; T_j = 25 °C	V_F	1.85	V*
Reverse current V_R = V_{RWMmax}; T_j = 125 °C	I_R	0.4	mA
Reverse recovery when switched from I_F = 2 A to V_R 30 V with $-dI_F/dt$ = 20 A/μs; T_j = 25 °C Recovered charge	Q_s	0.7	μC
Recovery time	t_{rr}	450	ns
Maximum slope of the reverse recovery current I_F = 2 A; $-dI_F/dt$ = 20 A/μs	$\|dI_R/dt\|$	60	A/μs

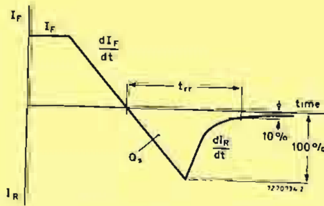


Fig. 3 Definition of t_{rr} and Q_s

ensure thermal stability: $R_{th\ j\text{-}a}$ 15 °C/W for continuous reverse voltage.

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

SQUARE-WAVE OPERATION

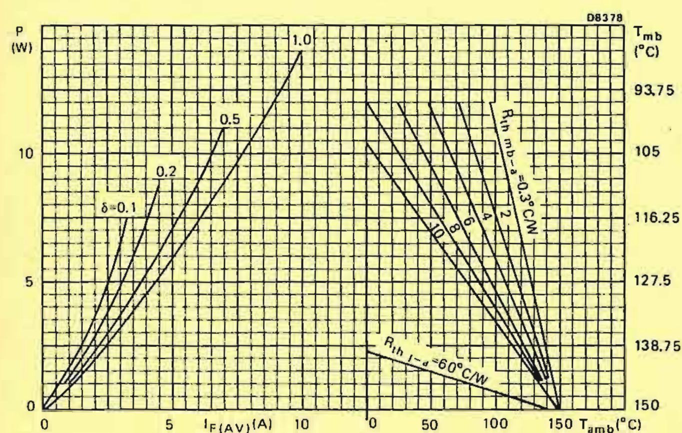
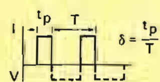


Fig. 4 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses but excluding switching losses.



$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$

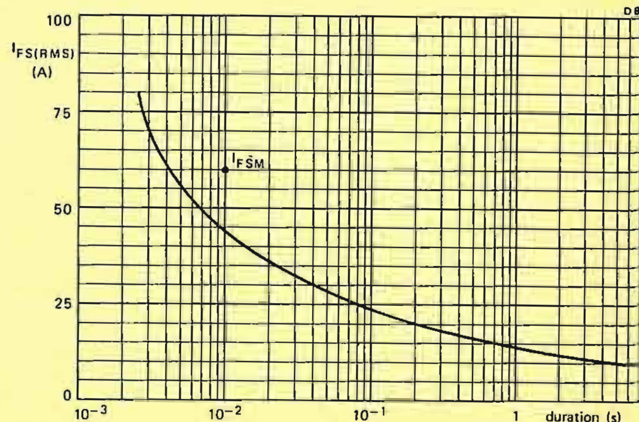


Fig. 6 Maximum permissible non-repetitive forward current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C pric surge; with reapplied V_{RWMmax}.

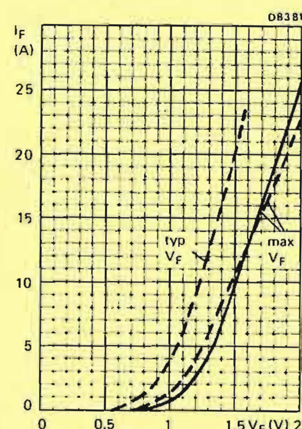


Fig. 7 —— T_j = 25 °C; – – – T_j = 125 °C

SINUSOIDAL OPERATION

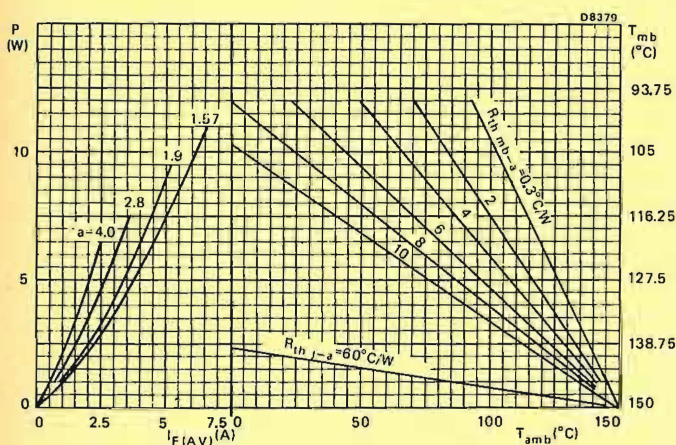


Fig. 5 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power including reverse current losses but excluding switching losses.
a = form factor = $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$.

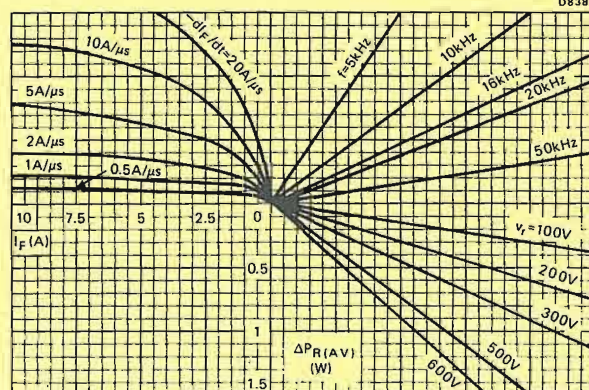
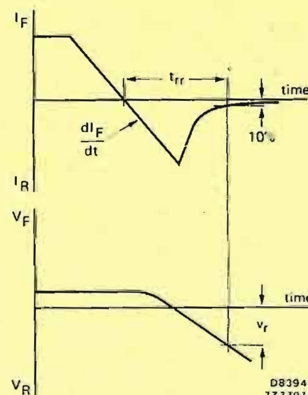


Fig. 8 NOMOGRAM

Power loss $\Delta P_{R(AV)}$ due to switching only (to be added to steady state power losses).
I_F = forward current just before switching off; T_j = 150 °C



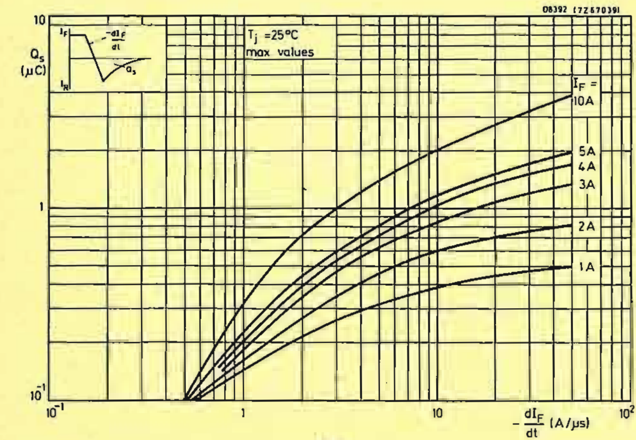


Fig.9

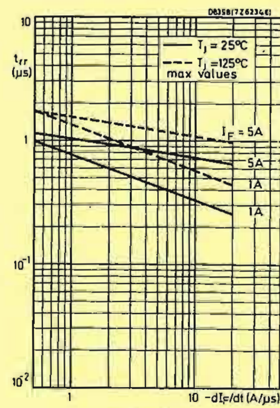


Fig. 11

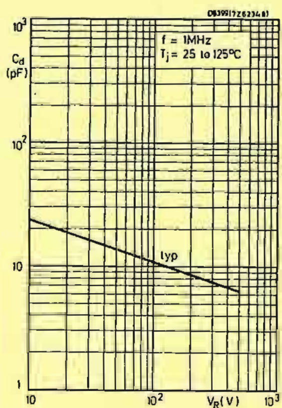


Fig. 12

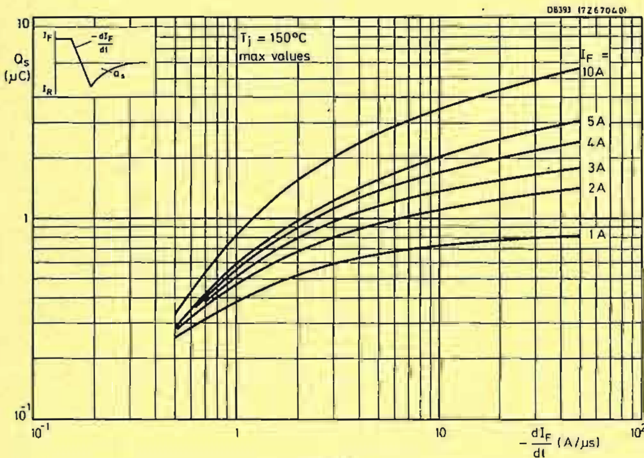


Fig.10

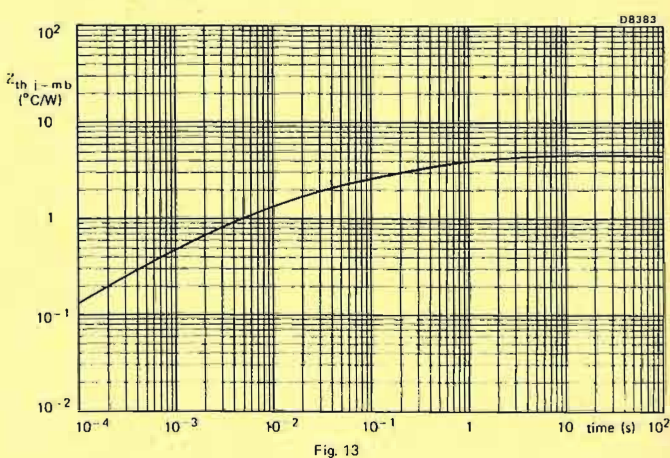


Fig. 13

FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Silicon diodes, each in a DO-4 metal envelope, featuring non-snap-off characteristics, and intended for use in high-frequency power supplies, thyristor inverters and multi-phase power rectifier applications.
The series consists of the following types:
Normal polarity (cathode to stud): 1N3879, 1N3880, 1N3881 and 1N3882.
Reverse polarity (anode to stud): 1N3879R, 1N3880R, 1N3881R and 1N3882R.

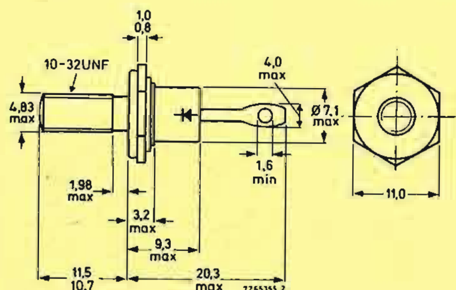
QUICK REFERENCE DATA

			1N3879(R)	1N3880(R)	1N3881(R)	1N3882(R)	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	200	300	V
Average forward current				$I_{F(AV)}$	max.	6	A
Non-repetitive peak forward current				I_{FSM}	max.	80	A
Reverse recovery time				t_{rr}	<	200	ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

DO-4



Net mass: 6 g
Diameter of clearance hole: max. 5,2 mm
Accessories supplied on request:
56295 (PTFE bush, 2 mica washers, plain washer, tag)
Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer
Nut dimensions across the flats: 9,5 mm
The mark shown applies to the normal polarity types.

Torque on nut: min. 0,9 Nm (9 kg cm)
max. 1,7 Nm (17 kg cm)

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages

			1N3879(R)	1N3880(R)	1N3881(R)	1N3882(R)	
Non-repetitive peak reverse voltage (t ≤ 10 ms)	V_{RSM}	max.	100	150	250	350	V
Repetitive peak reverse voltage (δ ≤ 0.01)	V_{RRM}	max.	50	100	200	300	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	50	100	200	300	V

Currents

Average on-state current assuming zero switching losses (averaged over any 20 ms period)				
up to T_{mb} = 100 °C	$I_{F(AV)}$	max.	6	A
at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	3.5	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	10	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	75	A
Non-repetitive peak forward current T_j = 150 °C prior to surge; half sine-wave with reapplied V_{RWMmax};				
t = 10 ms	I_{FSM}	max.	75	A
t = 8.3 ms	I_{FSM}	max.	80	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	28	A^2s

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		−65 to +175	°C
Operating junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient in free air	$R_{th\ j-a}$	=	50	°C/W
From junction to mounting base	$R_{th\ j-mb}$	=	4.4	°C/W
From mounting base to heatsink	$R_{th\ mb-h}$	=	0.5	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms; δ = 0	$Z_{th\ j-mb}$	=	1	°C/W

CHARACTERISTICS

Forward voltage [1]

I_F = 6 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1.4	V

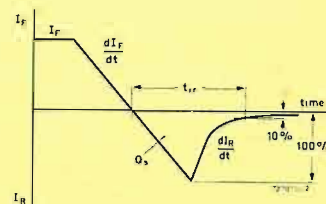
Reverse current

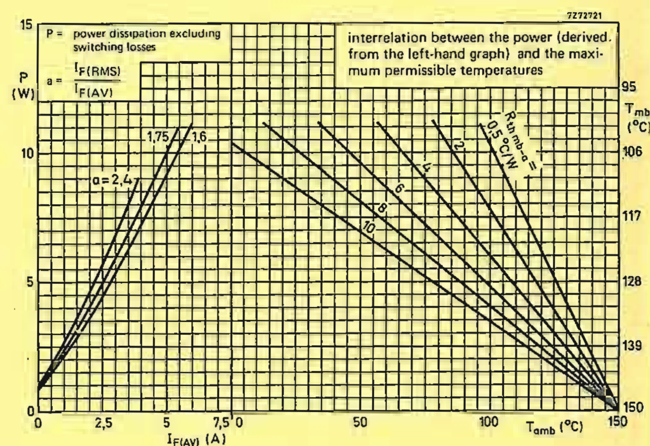
$V_R = V_{RWMmax}$; T_j = 125 °C	I_R	<	3	mA

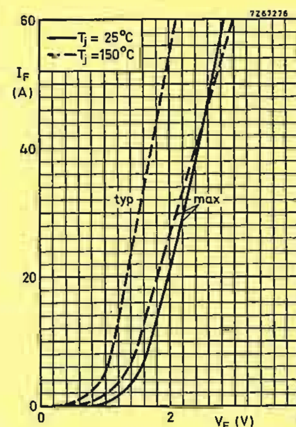
Reverse recovery when switched from

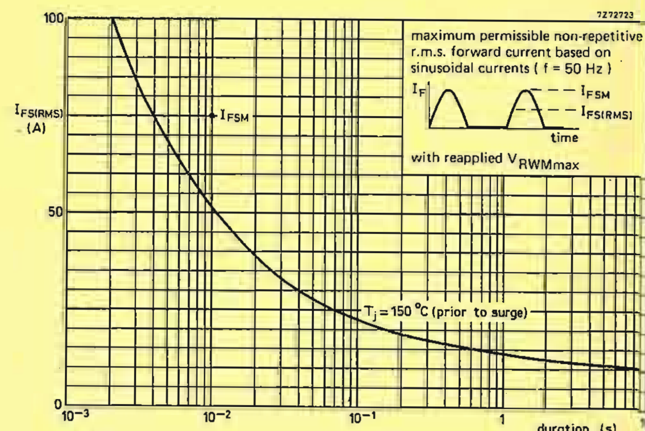
I_F = 1 A to V_R = 30 V; $-dI_F/dt$ = 35 A/µs; T_j = 25 °C Recovery time	t_{rr}	<	200	ns
I_F = 2 A to V_R = 30 V; $-dI_F/dt$ = 20 A/µs; T_j = 25 °C Recovery charge	Q_s	<	250	nC
I_F = 1 A to V_R = 30 V; $-dI_F/dt$ = 2 A/µs; T_j = 25 °C Max. slope of the reverse recovery current	$\|dI_R/dt\|$	<	5	A/µs

[1]) Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.









FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Silicon diodes, each in a DO-4 metal envelope, featuring non-snap-off characteristics, and intended for use in high-frequency power supplies, thyristor inverters and multi-phase power rectifier applications.
The series consists of the following types:
Normal polarity (cathode to stud): 1N3889, 1N3890, 1N3891 and 1N3892.
Reverse polarity (anode to stud): 1N3889R, 1N3890R, 1N3891R and 1N3892R.

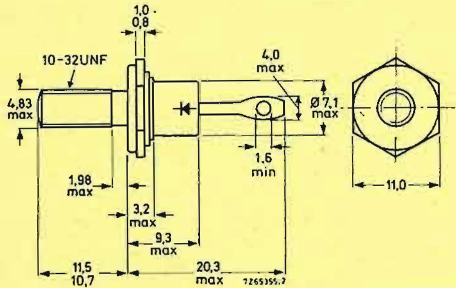
QUICK REFERENCE DATA

			1N3889(R)	1N3890(R)	1N3891(R)	1N3892(R)	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	200	300	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.				12	A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max.				150	A
Reverse recovery time	t_{rr}	<				200	ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

DO-4



Net mass: 6 g
Diameter of clearance hole: max. 5,2 mm
Accessories supplied on request:
56295 (PTFE bush, 2 mica washers, plain washer, tag)
Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer
Nut dimensions across the flats: 9,5 mm
The mark shown applies to the normal polarity types.

Torque on nut: min. 0,9 Nm (9 kg cm)
max. 1,7 Nm (17 kg cm)

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134)

Voltages

			1N3889(R)	1N3890(R)	1N3891(R)	1N3892(R)	
Non-repetitive peak reverse voltage ($t \leq 10$ ms)	V_{RSM}	max.	100	150	250	350	V
Repetitive peak reverse voltage ($\delta \leq 0,01$)	V_{RRM}	max.	50	100	200	300	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	50	100	200	300	V

Currents

Average on-state current assuming zero switching losses (averaged over any 20 ms period)				
up to $T_{mb} = 100$ °C	$I_{F(AV)}$	max.	12	A
at $T_{mb} = 125$ °C	$I_{F(AV)}$	max.	7	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	20	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	140	A
Non-repetitive peak forward current $T_j = 150$ °C prior to surge; half sine-wave with reapplied V_{RWMmax};				
t = 10 ms	I_{FSM}	max.	140	A
t = 8,3 ms	I_{FSM}	max.	150	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	100	A^2s

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		−65 to +175	°C
Operating junction temperature	T_j	max.	150	°C

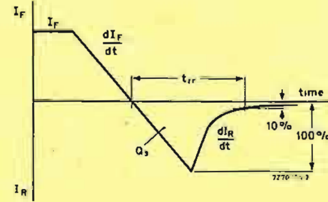
THERMAL RESISTANCE

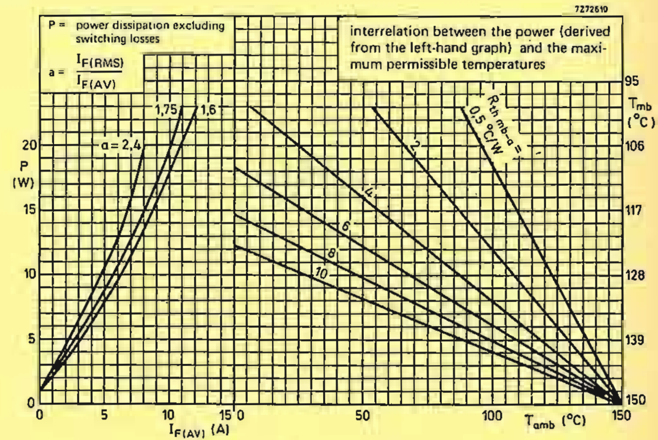
From junction to ambient in free air	$R_{th\ j-a}$	=	50	°C/W
From junction to mounting base	$R_{th\ j-mb}$	=	2,2	°C/W
From mounting base to heatsink	$R_{th\ mb-h}$	=	0,5	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms; $\delta = 0$	$Z_{th\ j-mb}$	=	0,8	°C/W

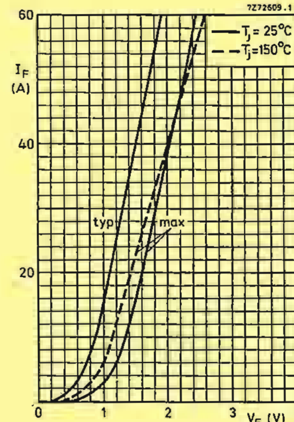
CHARACTERISTICS

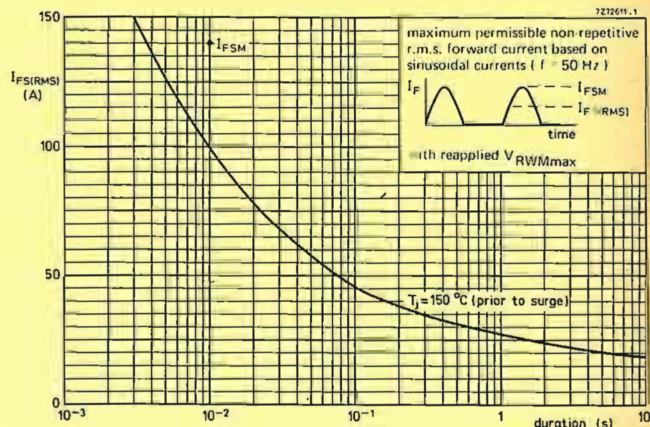
Forward voltage [1]				
$I_F = 12$ A; $T_j = 25$ °C	V_F	<	1,4	V
Reverse current				
$V_R = V_{RWMmax}$; $T_j = 125$ °C	I_R	<	3	mA
Reverse recovery when switched from				
$I_F = 1$ A to $V_R = 30$ V; $-dI_F/dt = 35$ A/µs; $T_j = 25$ °C Recovery time	t_{rr}	<	200	ns
$I_F = 2$ A to $V_R = 30$ V; $-dI_F/dt = 20$ A/µs; $T_j = 25$ °C Recovery charge	Q_s	<	250	nC
$I_F = 1$ A to $V_R = 30$ V; $-dI_F/dt = 2$ A/µs; $T_j = 25$ °C Max. slope of the reverse recovery current	$\lvert dI_R/dt \rvert$	<	5	A/µs

[1] Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.









FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Silicon diodes in DO–5 metal envelopes, featuring non-snap-off characteristics. They are intended for use in high-frequency power supplies, thyristor inverters and multi-phase power rectifier applications.
The series consists of the following types:
Normal polarity (cathode to stud): 1N3899, 1N3900, 1N3901, 1N3902, 1N3903.
Reverse polarity (anode to stud), 1N3899R, 1N3900R, 1N3901R, 1N3902R, 1N3903R.

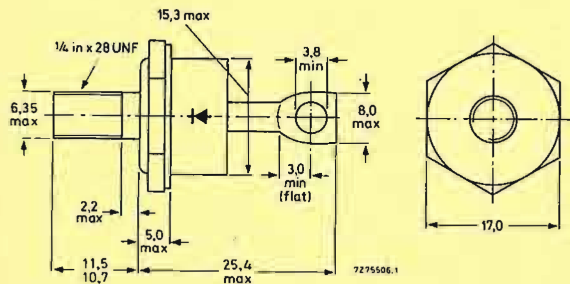
QUICK REFERENCE DATA

			1N3899(R)	3900(R)	3901(R)	3902(R)	3903(R)	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	200	300	400	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.			20			A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max.			225			A
Reverse recovery time	t_{rr}	<			200			ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig.1 DO–5; Supplied with device: 1 nut, 1 lock washer
Nut dimensions across the flats: 11.1 mm



Net mass: 22 g
Diameter of clearance hole: max. 6.5 mm
Accessories supplied on request:
56264A (mica washer, insulating ring, tag)
The mark shown applies to normal polarity types.

Torque on nut:
min. 1.7 Nm (17 kg cm)
max. 2.5 Nm (25 kg cm)

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages

			1N3899(R)	3900(R)	3901(R)	3902(R)	3903(R)	
Non-repetitive peak reverse voltage ($t \leq 10$ ms)	V_{RSM}	max.	75	200	300	400	500	V
Repetitive peak reverse voltage ($\delta \leq 0.01$)	V_{RRM}	max.	50	100	200	300	400	V
Crest working voltage	V_{RWM}	max.	50	100	200	300	400	V

Currents

Average on-state current assuming zero switching losses (averaged over any 20 ms period) up to $T_{mb} = 100$ °C	$I_{F(AV)}$	max.	20	A
at $T_{mb} = 125$ °C	$I_{F(AV)}$	max.	10	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	30	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	100	A
Non-repetitive peak forward current $T_j = 150$ °C prior to surge; half sine-wave; with reapplied V_{RWMmax}; t = 10 ms	I_{FSM}	max.	200	A
t = 8.3 ms	I_{FSM}	max.	225	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	210	A^2s

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		−65 to 175	°C
Operating junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	1.5	°C/W
From mounting base to heatsink with heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0.3	°C/W
Transient thermal impeadance; t = 1 ms	$Z_{th\ j\text{-}mb}$	=	0.3	°C/W

CHARACTERISTICS

Forward voltage $I_F = 20$ A; $T_j = 25$ °C	V_F	<	1.4	V*
Reverse current $V_R = V_{RWMmax}$; $T_j = 100$ °C	I_R	<	6	mA
Reverse recovery when switched from $I_F = 1$A to $V_R \geq 30$ V; $-dI_F/dt = 35$ A/µs; $T_j = 25$ °C Recovery time	t_{rr}	<	200	ns
$I_F = 2$ A to $V_R \geq 30$ V; $-dI_F/dt = 20$ A/µs; $T_j = 25$ °C Recovered charge	Q_s	<	250	nC
Maximum slope of the reverse recovery current when switched from $I_F = 1$ A to $V_R \geq 30$ V; $-dI_F/dt = 2$ A/µs; $T_j = 25$ °C	$\lvert dI_R/dt \rvert$	<	5	A/µs

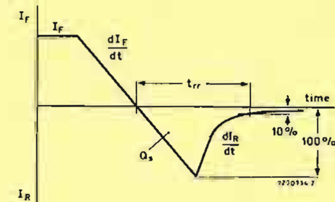


Fig.2 Definitions of t_{rr} and Q_s.

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

SINUSOIDAL OPERATION

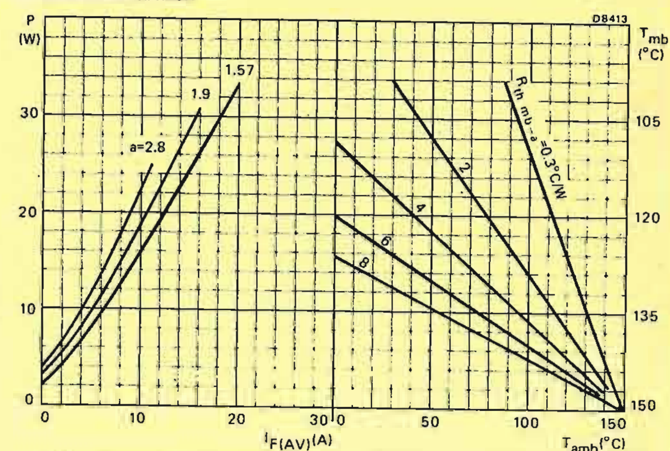


Fig.3 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power dissipation excluding switching losses.
a = form factor = $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$.

SQUARE WAVE OPERATION

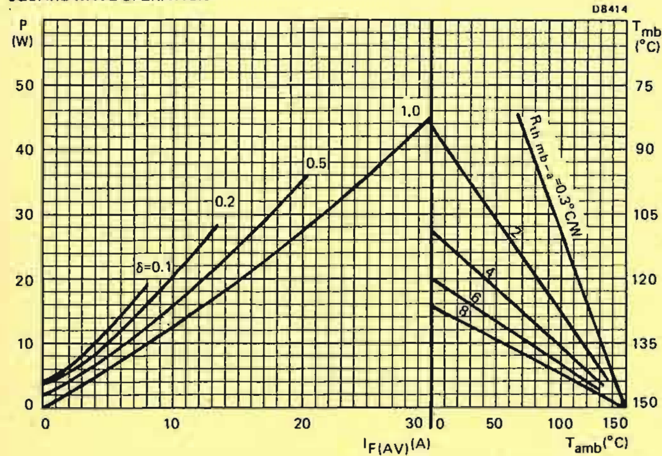


Fig.4 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power dissipation excluding switching losses.

$\delta = \frac{t_p}{T}$

$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$

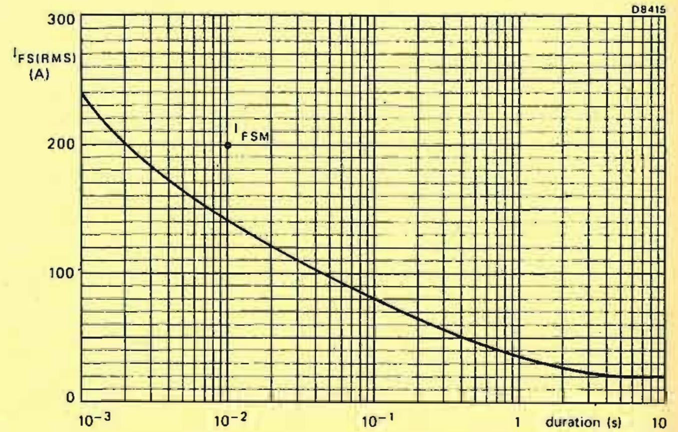
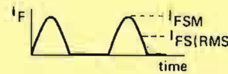


Fig.5 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. forward current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}.



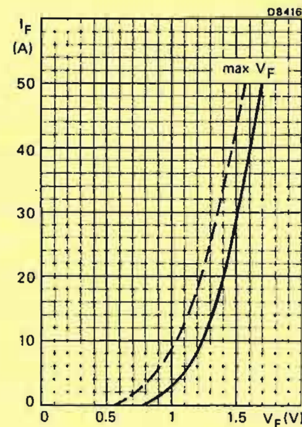


Fig.6 —— T_j = 25 °C; - - - T_j = 150 °C

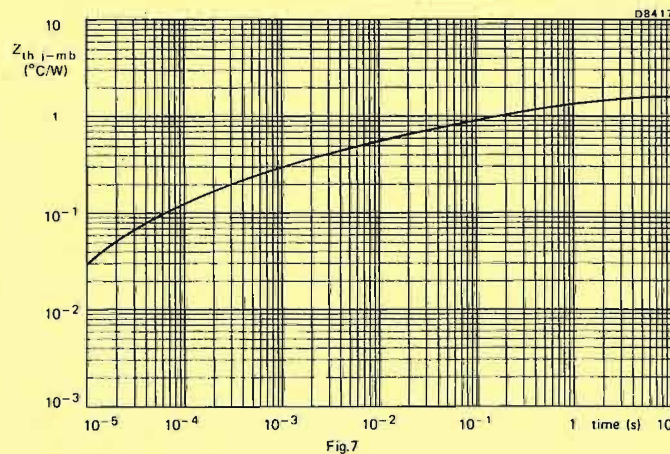


Fig.7

FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Silicon diodes in DO–5 metal envelopes, featuring non-snap-off characteristics. They are intended for use in high-frequency power supplies, thyristor inverters and multi-phase power rectifier applications.
The series consists of the following types:
Normal polarity (cathode to stud): 1N3909, 1N3910, 1N3911, 1N3912, 1N3913.
Reverse polarity (anode to stud): 1N3909R, 1N3910R, 1N3911R, 1N3912R, 1N3913R.

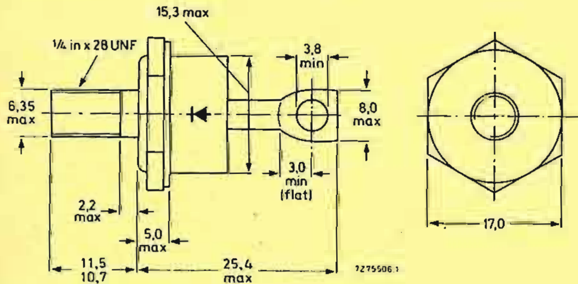
QUICK REFERENCE DATA

			1N3909(R)	3910(R)	3911(R)	3912(R)	3913(R)	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	50	100	200	300	400	V
Average forward current	$I_{F(AV)}$	max.			30			A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}	max.			300			A
Reverse recovery time	t_{rr}	<			200			ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 DO–5; Supplied with device: 1 nut, 1 lock-washer
Nut dimensions across the flats: 11.1 mm



Net mass: 22 g
Diameter of clearance hole: max. 6.5 mm
Accessories supplied on request:
56264A (mica washer, insulating ring, tag)
The mark shown applies to normal polarity types.

Torque on nut:
min. 1.7 Nm (17 kg cm)
max. 2.5 Nm (25 kg cm)

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages

			1N3909(R)	3910(R)	3911(R)	3912(R)	3913(R)	
Non-repetitive peak reverse voltage (t = 10 ms)	V_{RSM}	max.	75	200	300	400	500	V
Repetitive peak reverse voltage ($\delta \leq 0.01$)	V_{RRM}	max.	50	100	200	300	400	V
Crest working voltage	V_{RWM}	max.	50	100	200	300	400	V

Currents

Average on-state current assuming zero switching losses (averaged over any 20 ms period) up to T_{mb} = 100 °C	$I_{F(AV)}$	max.	30	A
at T_{mb} = 125 °C	$I_{F(AV)}$	max.	15	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.	45	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	125	A
Non-repetitive peak forward current T_j = 150 °C prior to surge; half sine-wave with reapplied V_{RWMmax}; t = 10 ms	I_{FSM}	max.	275	A
t = 8.3 ms	I_{FSM}	max.	300	A
I^2t for fusing (t = 10 ms)	I^2t	max.	375	A^2s

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		−65 to 175	°C
Operating junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	1.0	°C/W
From mounting base to heatsink with heatsink compound	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0.3	°C/W
Transient thermal impedance; t = 1 ms	$Z_{th\ j\text{-}mb}$	=	0.2	°C/W

CHARACTERISTICS

Forward voltage I_F = 30 A; T_j = 25 °C	V_F	<	1.4	V*
Reverse current $V_R = V_{RWMmax}$; T_j = 100 °C	I_R	<	10	mA
Reverse recovery when switched from I_F = 1 A to $V_R \geq 30$ V; $-dI_F/dt$ = 35 A/μs; T_j = 25 °C Recovery time	t_{rr}	<	200	ns
I_F = 2 A to $V_R \geq 30$ V; $-dI_F/dt$ = 20 A/μs; T_j = 25 °C Recovered charge	Q_s	<	250	nC
Maximum slope of the reverse recovery current when switched from I_F = 1 A to $V_R \geq 30$ V; $-dI_F/dt$ = 2 A/μs; T_j = 25 °C	$\lvert dI_R/dt \rvert$	<	5	A/μ

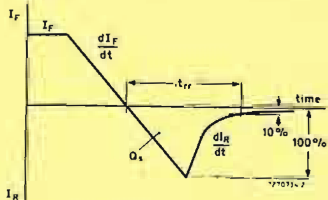


Fig. 2 Definitions of t_{rr} and Q_s.

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

SINUSOIDAL OPERATION

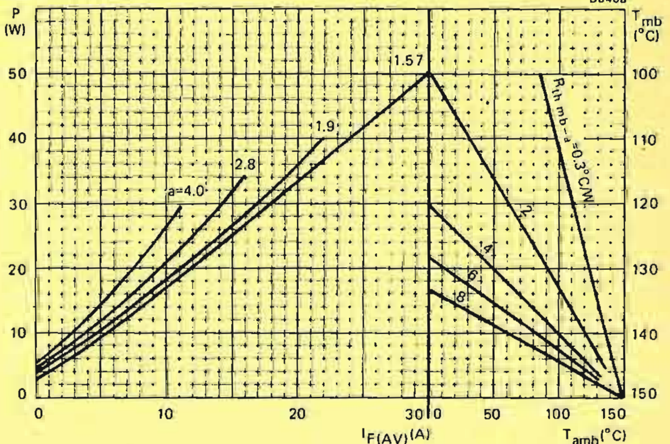


Fig. 3 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power dissipation excluding switching losses.
a = form factor = $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$.

SQUARE-WAVE OPERATION

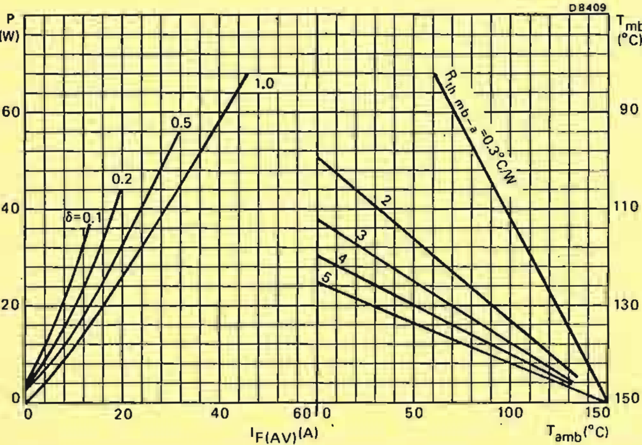


Fig. 4 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.
P = power dissipation excluding switching losses.

$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$

$\delta = \frac{t_p}{T}$

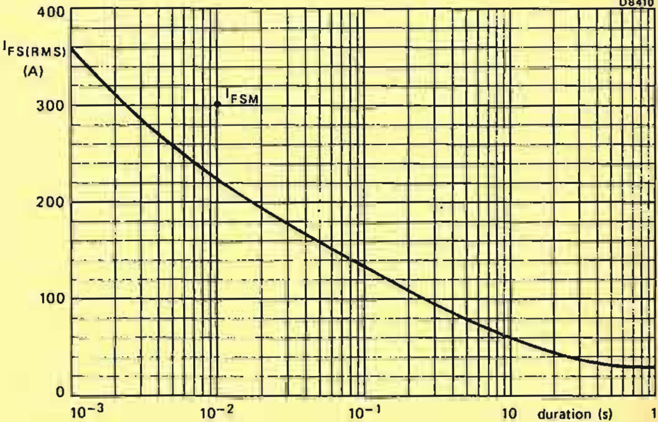
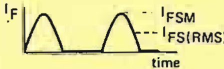


Fig.5 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. forward current based on sinusoidal currents (f = 50 Hz); T_j = 150 °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax}.



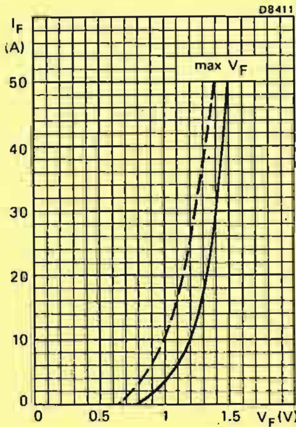


Fig. 6 —— T_j = 25 °C; – – – T_j = 150 °C

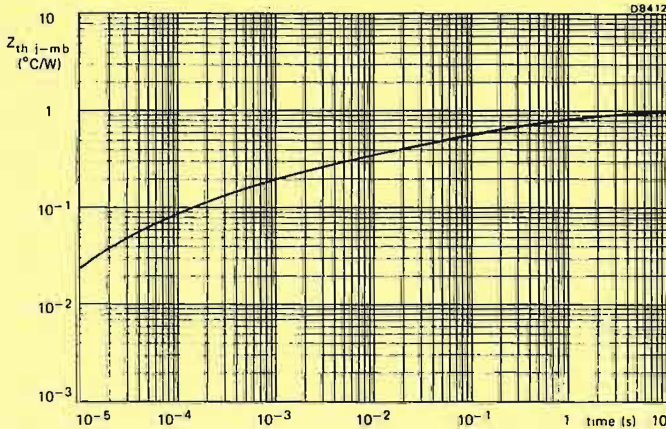


Fig. 7

SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS

N-P-N transistors primarily intended for general purpose industrial and switching applications.

QUICK REFERENCE DATA

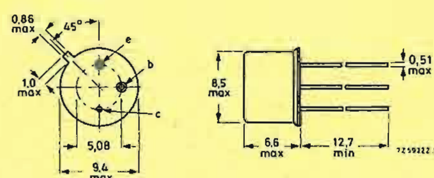
			BSW66A	BSW67A	BSW68A	
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	100	120	150	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	100	120	150	V
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.		2		A
Total power dissipation up to T_{case} = 25 °C	P_{tot}	max.		5,0		W
Collector-emitter saturation voltage I_C = 500 mA; I_B = 50 mA	V_{CEsat}	max.		400		mV
D.C. current gain I_C = 10 mA; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>		30		
I_C = 500 mA; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>		30		
Transition frequency at f = 35 MHz I_C = 100 mA; V_{CE} = 20 V	f_T	typ.		130		MHz

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-39.

Collector connected to case.



Maximum lead diameter is guaranteed only for 12,7 mm.

Accessories: 56218 (package); 56245 (distance disc).

D.C. current gain				
I_C = 10 mA; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>	30	
		typ.	75	
I_C = 100 mA; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>	40	
		typ.	90	
I_C = 500 mA; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>	30	
		typ.	80	
I_C = 1,0 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>	15	
		typ.	20	
Collector capacitance at f = 1 MHz $I_E = I_e$ = 0; V_{CB} = 10 V	C_c	<	20	pF
Emitter capacitance at f = 1 MHz $I_C = I_c$ = 0; V_{EB} = 0	C_e	<	300	pF
Transition frequency at f = 35 MHz I_C = 100 mA; V_{CE} = 20 V	f_T	typ.	130	MHz
Turn-on time (see Fig. 2) I_{Con} = 500 mA; I_{Bon} = 50 mA; $-V_{BEoff}$ = 4 V	t_{on}	typ.	0,5	µs
Turn-off time (see Fig. 2) I_{Con} = 500 mA; $I_{Bon} = -I_{Boff}$ = 50 mA	t_{off}	typ.	0,9	µs

Pulse generator:
$t_p \geq$ 5 µs
$t_r \leq$ 10 ns
$t_f \leq$ 10 ns

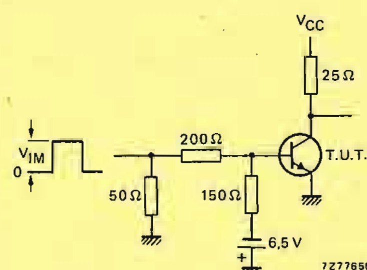


Fig. 2 Test circuit for saturated switching characteristics. V_{CC} = 13 V; V_{IM} = 21 V.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BSW66A	BSW67A	BSW68A	
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	100	120	150	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	100	120	150	V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max.	6	6	6	V
Collector current (d.c. or average)	I_C	max.		1		A
Collector current (peak value; $t_p \leq$ 20 ms)	I_{CM}	max.		2		A
Total power dissipation up to T_{amb} = 25 °C	P_{tot}	max.		0,8		W
T_{case} = 25 °C	P_{tot}	max.		5,0		W
Storage temperature	T_{stg}			−65 to + 200		°C
Junction temperature	T_j	max.		200		°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient in free air	$R_{th\ j\text{-}a}$	=	220	°C/W
From junction to case	$R_{th\ j\text{-}c}$	=	35	°C/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current				
I_E = 0; $V_{CB} = V_{CBOmax}$	I_{CBO}	<	100	µA
I_E = 0; V_{CB} = ½V_{CBOmax}	I_{CBO}	<	100	nA
I_E = 0; V_{CB} = ½V_{CBOmax}; T_j = 150 °C	I_{CBO}	<	50	µA
Emitter cut-off current				
I_C = 0; V_{EB} = 6 V	I_{EBO}	<	100	µA
I_C = 0; V_{EB} = 3 V	I_{EBO}	<	100	nA

			BSW66A	BSW67A	BSW68A	
Collector-emitter breakdown voltage I_B = 0; I_C = 10 mA	$V_{(BR)CEO}$	>	100	120	150	V
Saturation voltages						
I_C = 100 mA; I_B = 10 mA	V_{CEsat}	<		150		mV
	V_{BEsat}	<		900		mV
I_C = 500 mA; I_B = 50 mA	V_{CEsat}	<		400		mV
	V_{BEsat}	<		1,1		V
I_C = 1,0 A; I_B = 150 mA	V_{CEsat}	<		1,0		V
	V_{BEsat}	<		1,4		V

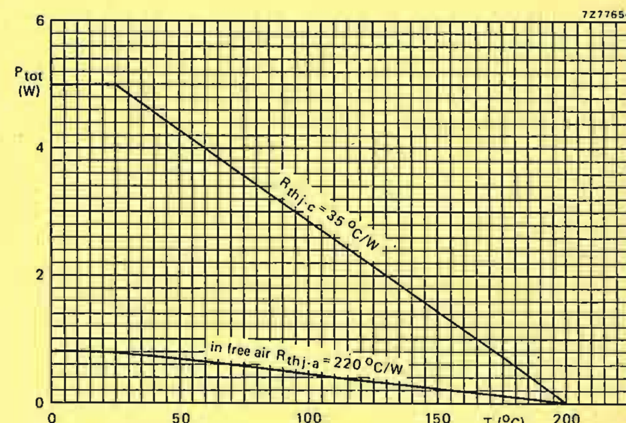


Fig. 3 Maximum permissible power dissipation versus temperature.

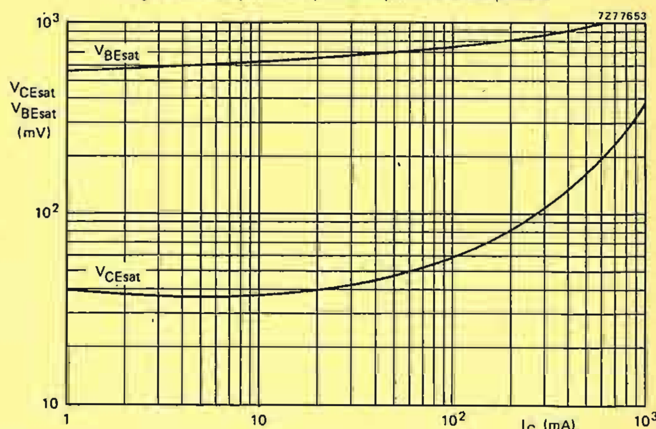


Fig. 4 I_C/I_B = 10; T_j = 25 °C; typical values.

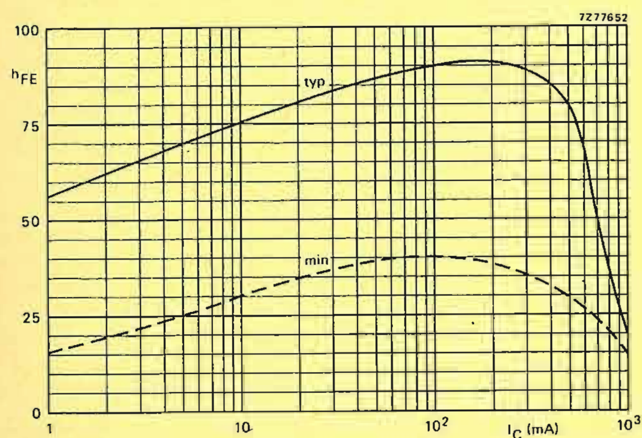


Fig. 5 V_{CE} = 5 V; T_j = 25 °C.

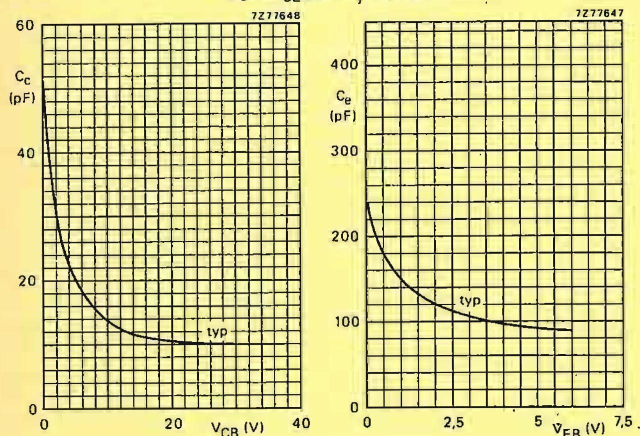


Fig. 6 $I_E = I_e = 0$; T_j = 25 °C.

Fig. 7 $I_C = I_c = 0$; T_j = 25 °C.

APPLICATION INFORMATION

Clamped inductive load turn-off capability

With a base-emitter resistance of ≥ 330 Ω, i.e. an available reverse base current of ≤ 2 mA, and the maximum permitted clamping voltage i.e. the rated V_{CEOmax}, the transistor will be free from second-breakdown effects when turning off from collector current values up to the rated I_{CMmax} of 2 A.

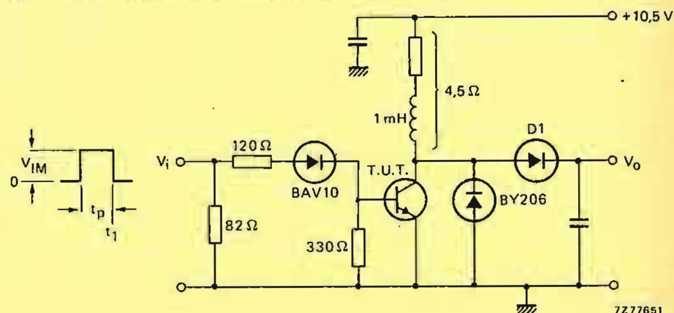


Fig. 10 Test circuit: V_{IM} = 50 V; t_p = 3 ms; δ ≤ 0,03.
D1 = BY206 or combinations of suitable faster diodes.
V_o Adjusted to make $V_{(CL)}$ equal to rated V_{CEOmax} (see Fig. 11).

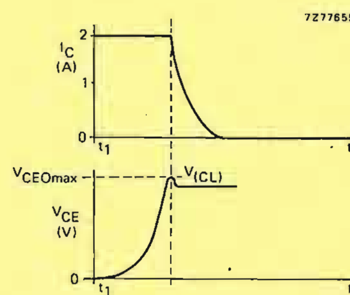


Fig. 11 Waveforms.

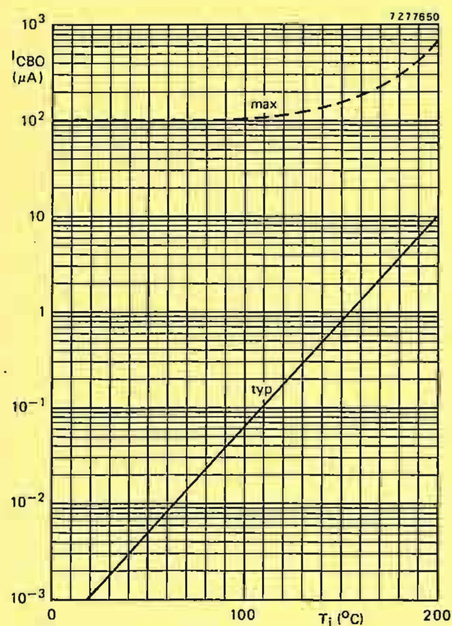


Fig. 8 $V_{CB} = V_{CBOmax}$.

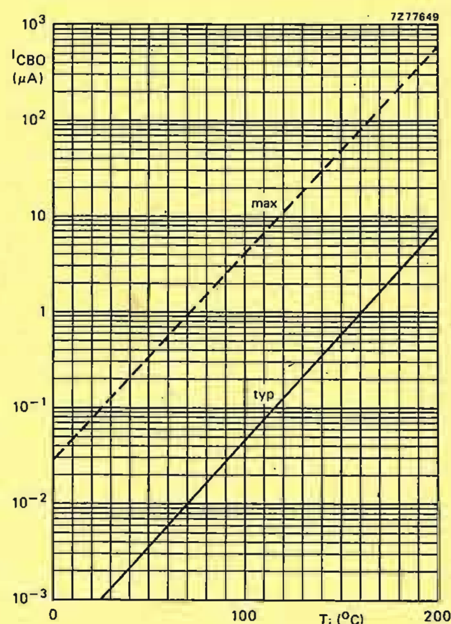


Fig. 9 $V_{CB} = ½V_{CBOmax}$.

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High-speed switching n-p-n transistors in a metal envelope intended for use in converters, inverters, switching regulators and switching control amplifiers.

QUICK REFERENCE DATA

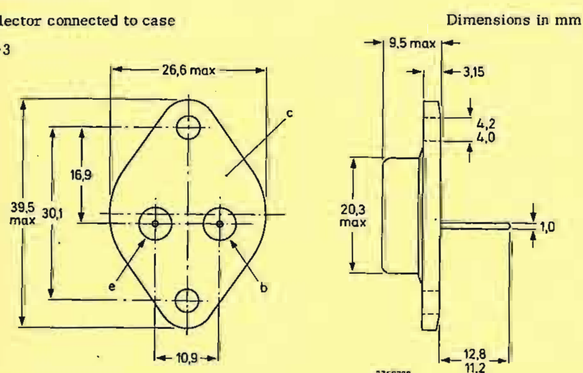
			BDY90	BDY91	BDY92
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	120	100	80 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	100	80	60 V
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	15	15	15 A
Total power dissipation up to T_{mb}=75°C	P_{tot}	max.	40	40	40 W
Collector-emitter saturation voltage I_C = 10 A; I_B = 1 A	V_{CEsat}		1.5	1.5	1.0 V
Fall time I_C = 5.0 A; $I_B = -I_{BM}$ = 0.5A V_{CC} = 30 V	t_f	<	0.2	0.2	0.2 μs
Transition frequency at f = 5 MHz I_C = 0.5 A; V_{CE} = 5 V	f_T	typ.	70	70	70 MHz

MECHANICAL DATA

Collector connected to case

Dimensions in mm

TO-3



For mounting instructions and accessories, see section Accessories.

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages (See also pages 4, 5 and 6)			BDY90	BDY91	BDY92
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	120	100	80 V
Collector-emitter voltage (V_{EB} = 1.5 V)	V_{CEX}	max.	120	100	80 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	100	80	60 V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max.	6	6	6 V

Currents			
Collector current (d.c.)	I_C	max.	10 A
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	15 A
Base current (d.c.)	I_B	max.	2 A
Base current (peak value)	I_{BM}	max.	3 A
Emitter current (d.c.)	$-I_E$	max.	11 A
Emitter current (peak value)	$-I_{EM}$	max.	15 A
Power dissipation			
Total power dissipation up to T_{mb}=75°C	P_{tot}	max.	40 W
Temperatures			
Storage temperature	T_{stg}		-65 to + 175 °C
Junction temperature	T_j	max.	175 °C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base $R_{th\ j\text{-}mb}$ = 2.5 °C/W

CHARACTERISTICS T_j = 25°C unless otherwise specified

Collector cut-off current

V_{EB} = 1.5 V; $V_{CE} = V_{CEXmax}$; T_{mb}=150°C	I_{CEX}	<	3 mA

Saturation voltages

I_C = 5 A; I_B = 0.5 A		V_{CEsat}	<	0.5 V
		V_{BEsat}	<	1.2 V
I_C = 10 A; I_B = 1 A	BDY90 BDY91	V_{CEsat}	<	1.5 V
	BDY92	V_{CEsat}	<	1.0 V
	BDY90 to 92	V_{BEsat}	<	1.5 V

CHARACTERISTICS (continued) T_j = 25 °C unless otherwise specified

D.C. current gain

I_C = 1 A; V_{CE} = 2 V	h_{FE}	>	35
I_C = 5 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}		30 to 120
I_C = 10 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>	20

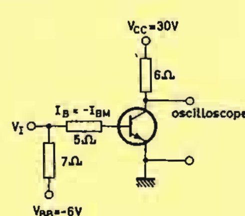
Transition frequency at f = 5 MHz

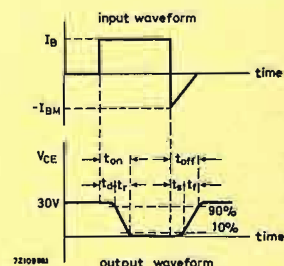
I_C = 0.5 A; V_{CE} = 5 V	f_T	typ.	70 MHz

Switching times

Turn on time I_C = 5 A; $I_B = -I_{BM}$ = 0.5 A V_{CC} = 30 V	t_{on}	<	0.35 μs
Turn off time I_C = 5 A; $I_B = -I_{BM}$ = 0.5 A V_{CC} = 30 V storage time	t_s	<	1.3 μs
fall time	t_f	<	0.2 μs

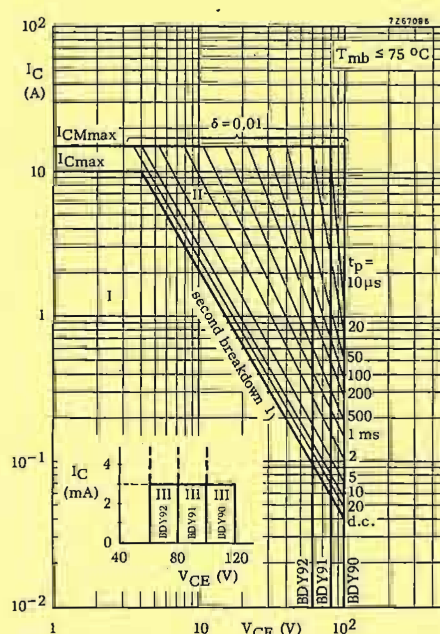
Test circuit





Pulse generator:
Rise time t_r < 50 ns
Fall time t_f < 50 ns

Pulse duration t_p = 20 μs
Duty cycle δ = 0.02



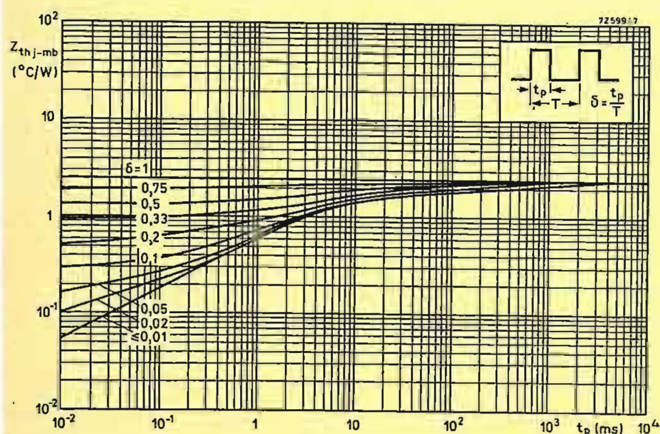
Safe Operating Area (Regions I and II forward biased)

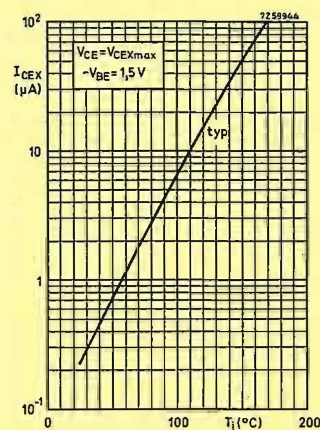
I Region of permissible d.c. operation
II Permissible extension for repetitive pulse operation
III Repetitive pulse operation in this region is allowable, provided $-V_{BE} \geq 1.5$ V

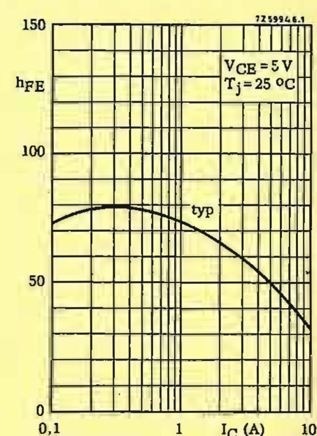
For $P_{tot\ max}$ versus T_{mb} see page 10.

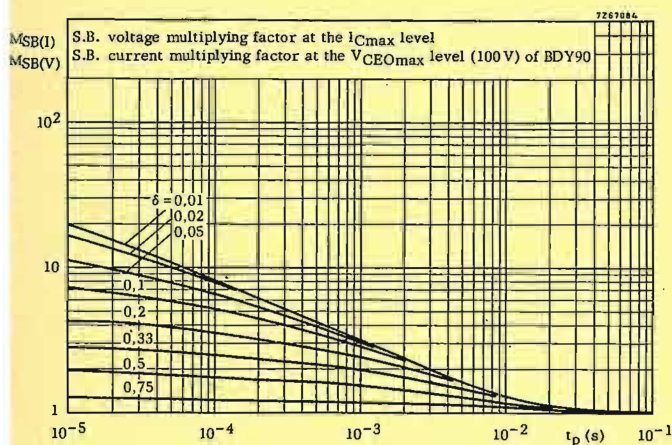
1) Independent of temperature

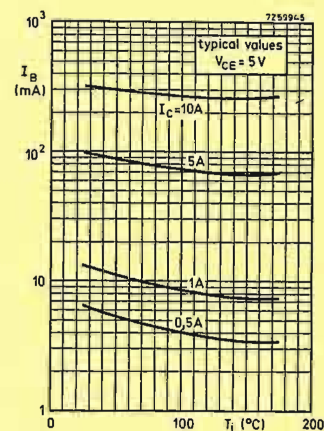
BDY90 to 92

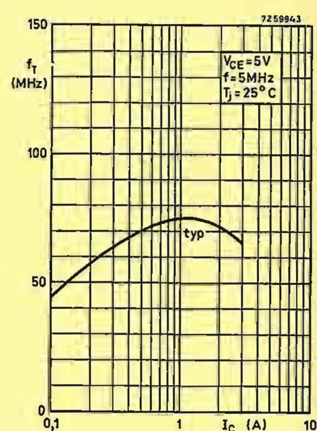

7Z59947
$Z_{th\,j\text{-}mb}$ (°C/W)
$\delta = 1$
0,75
0,5
0,33
0,2
0,1
0,05
0,02
≤0,01
$\delta = \frac{t_p}{T}$
t_p (ms)

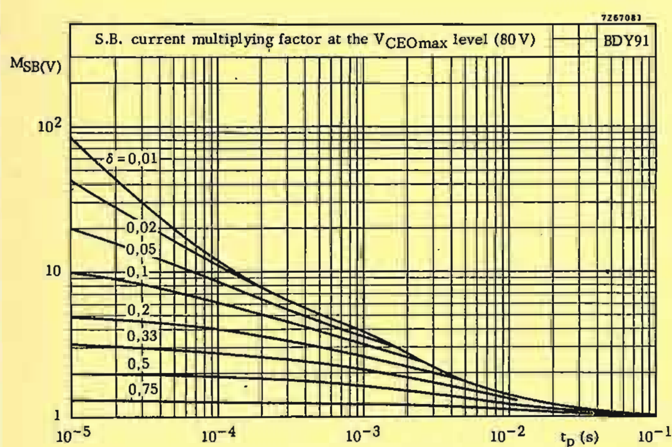

7Z59944
I_{CEX} (µA)
$V_{CE} = V_{CEXmax}$
$-V_{BE} = 1,5$ V
typ
T_j (°C)

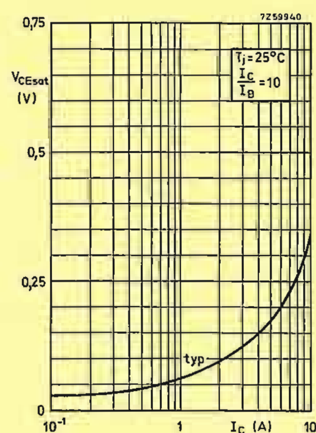

h_{FE}
$V_{CE} = 5$ V
$T_j = 25$ °C
typ
I_C (A)

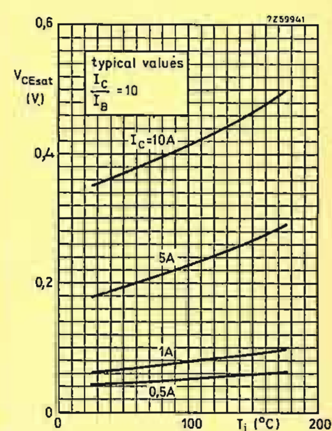

7Z67084
$M_{SB(I)}$
$M_{SB(V)}$
S.B. voltage multiplying factor at the I_{Cmax} level
S.B. current multiplying factor at the V_{CEOmax} level (100 V) of BDY90
$\delta = 0,01$
0,02
0,05
0,1
0,2
0,33
0,5
0,75
t_p (s)

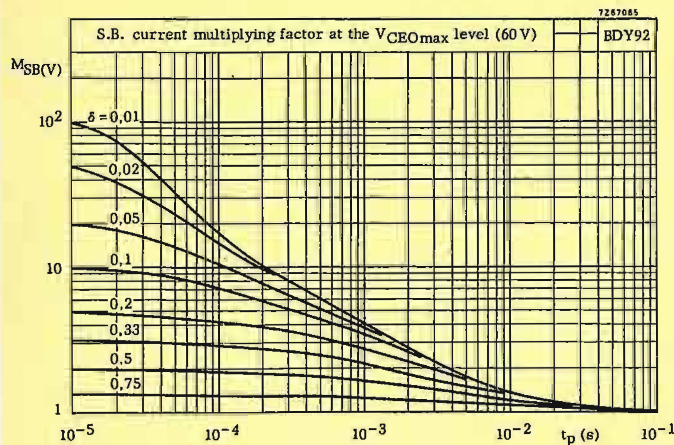

7Z59945
I_B (mA)
typical values
$V_{CE} = 5$ V
$I_C = 10$A
5A
1A
0,5A
T_j (°C)

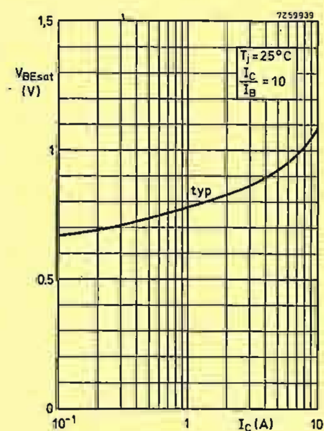

7Z59943
f_T (MHz)
$V_{CE} = 5$V
f = 5MHz
$T_j = 25$°C
typ
I_C (A)

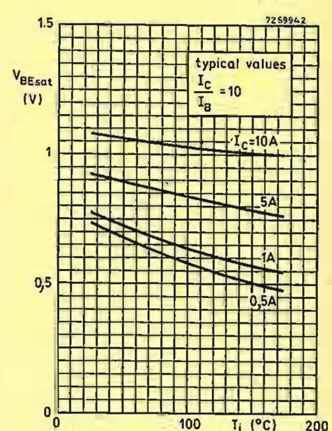

7Z67083
$M_{SB(V)}$
S.B. current multiplying factor at the V_{CEOmax} level (80 V)
BDY91
$\delta = 0,01$
0,02
0,05
0,1
0,2
0,33
0,5
0,75
t_p (s)


7Z59940
V_{CEsat} (V)
$T_j = 25$°C
$\frac{I_C}{I_B} = 10$
typ
I_C (A)


7Z59941
V_{CEsat} (V)
typical values
$\frac{I_C}{I_B} = 10$
$I_C = 10$A
5A
1A
0,5A
T_j (°C)


7Z67085
$M_{SB(V)}$
S.B. current multiplying factor at the V_{CEOmax} level (60 V)
BDY92
$\delta = 0,01$
0,02
0,05
0,1
0,2
0,33
0,5
0,75
t_p (s)

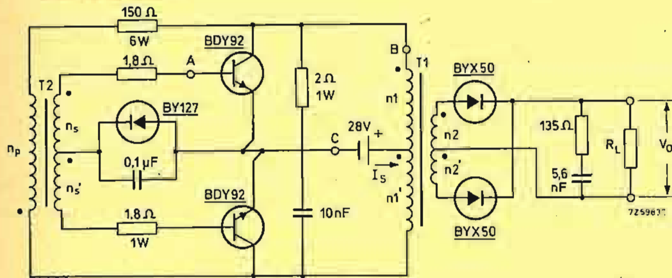

7Z59939
V_{BEsat} (V)
$T_j = 25$°C
$\frac{I_C}{I_B} = 10$
typ
I_C (A)


7Z59942
V_{BEsat} (V)
typical values
$\frac{I_C}{I_B} = 10$
$I_C = 10$A
5A
1A
0,5A
T_j (°C)

BDY90 to 9

APPLICATION INFORMATION

Typical operation in a 250 W d.c. to d.c. converter with two BDY92 transistors



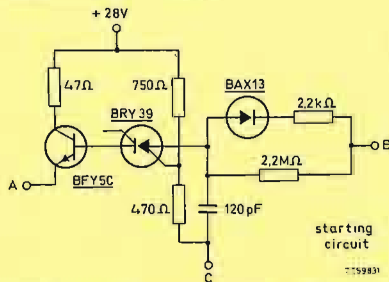
Each transistor is mounted on a heatsink of $R_{th\ h\text{-}a}$ = 15 °C/W

Performance at T_{amb} = 55 °C

I_S = 10,5 A
V_O = 240 V
P_O = 250 W
η = 84 %
f = 28,5 kHz

Losses at P_O = 250 W

In transistors	2 x 6 W
In diodes	2 x 2 W
In transformers	8 W
Circuit losses	14 W



Transformer data

T_1 = Ferroxcube core E55 material 3E1
Cat. No. 4332 020 34900

$n_1 + n_1'$ is bifilarly wound

$n_1 = n_1'$ = 9 turns, ϕ 1,4 mm

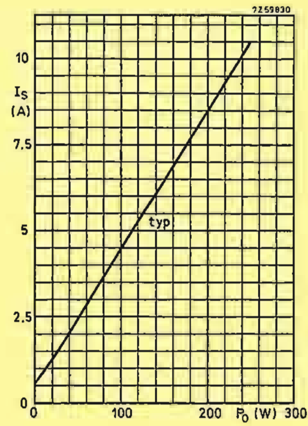
$n_2 = n_2'$ = 85 turns, ϕ 0,5 mm

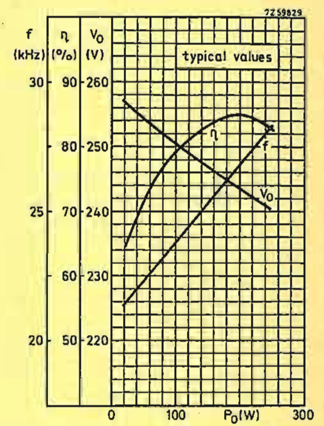
T_2 = Ferroxcube core H16 material 3E2
Cat. No. 4322 020 33030

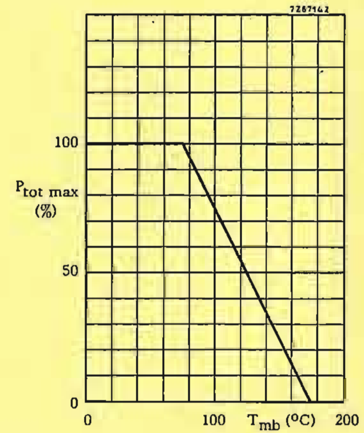
$n_s + n_s'$ is bifilarly wound

$n_s = n_s'$ = 4 turns, ϕ 0,7 mm

n_p = 24 turns, ϕ 0,3 mm







SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTOR

High-speed switching n-p-n transistor in a metal envelope intended for use in converters, inverters, switching regulators and switching control amplifiers.

QUICK REFERENCE DATA

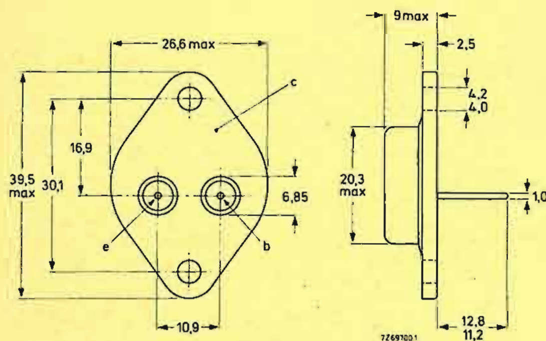
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	120 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	100 V
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	15 A
Total power dissipation up to T_{mb} = 75 °C	P_{tot}	max.	40 W
Collector-emitter saturation voltage I_C = 12 A; I_B = 1,2 A	V_{CEsat}	<	1,0 V
Fall time I_C = 5,0 A; I_B = $-I_{BM}$ = 0,5 A; V_{CC} = 30 V	t_f	<	0,2 μs
Transition frequency at f = 5 MHz I_C = 0,5 A; V_{CE} = 5 V	f_T	typ.	70 MHz

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-3.

Collector connected to case.



For Mounting instructions and Accessories see handbook l.f. power transistors.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	120 V
Collector-emitter voltage (V_{EB} = 1,5 V)	V_{CEX}	max.	120 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	100 V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max.	6 V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	12 A
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	15 A
Base current (d.c.)	I_B	max.	2 A
Base current (peak value)	I_{BM}	max.	3 A
Emitter current (d.c.)	$-I_E$	max.	15 A
Emitter current (peak value)	$-I_{EM}$	max.	15 A
Total power dissipation up to T_{mb} = 75 °C	P_{tot}	max.	40 W
Storage temperature	T_{stg}		−65 to + 175 °C
Junction temperature	T_j	max.	175 °C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	2,5 K/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current V_{EB} = 1,5 V; V_{CE} = V_{CEXmax}; T_{mb} = 150 °C	I_{CEX}	<	3 mA
Saturation voltages I_C = 5 A; I_B = 0,5 A	V_{CEsat}	<	0,5 V
	V_{BEsat}	<	1,2 V
I_C = 12 A; I_B = 1,2 A	V_{CEsat}	<	1,0 V
	V_{BEsat}	<	1,5 V
D.C. current gain I_C = 1 A; V_{CE} = 2 V	h_{FE}	>	35
I_C = 5 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}		30 to 120
I_C = 12 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>	20
Transition frequency at f = 5 MHz I_C = 0,5 A; V_{CE} = 5 V	f_T	typ.	70 MHz

Switching times

Turn on time I_C = 5 A; I_B = $-I_{BM}$ = 0,5 A; V_{CC} = 30 V	t_{on}	<	0,35 μs
Turn off time I_C = 5 A; I_B = $-I_{BM}$ = 0,5 A; V_{CC} = 30 V			
storage time	t_s	<	1,3 μs
fall time	t_f	<	0,2 μs

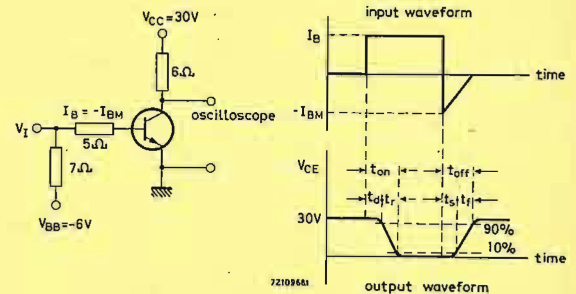


Fig. 2 Test circuit and waveforms.

Pulse genartor:

Rise time	t_r	<	50	ns	Pulse duration	t_p	=	20 μs
Fall time	t_f	<	50	ns	Duty factor	δ	=	0,02

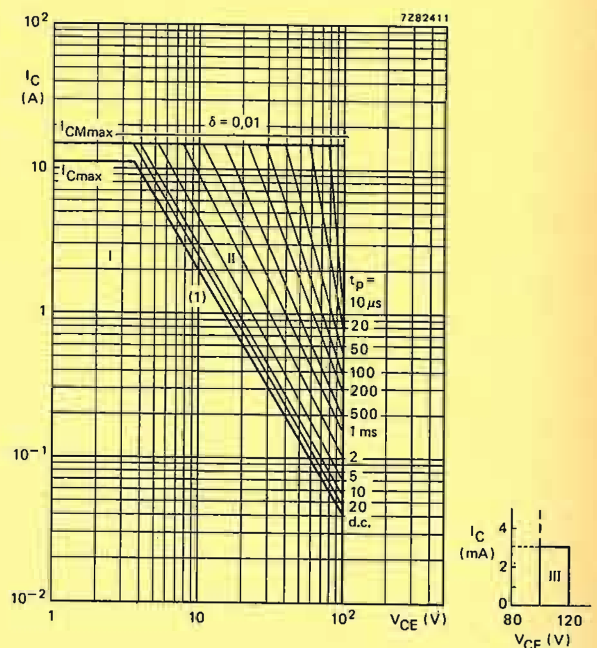


Fig. 3 Safe Operating ARea (regions I and II forward biased).

I Region of permissible d.c. operation

II Permissible extension for repetitive pulse operation

III Repetitive pulse operation in this region is permissible, provided $-V_{BE}$ ≥ 1,5 V

(1) Second breakdown limits (independent of temperature)

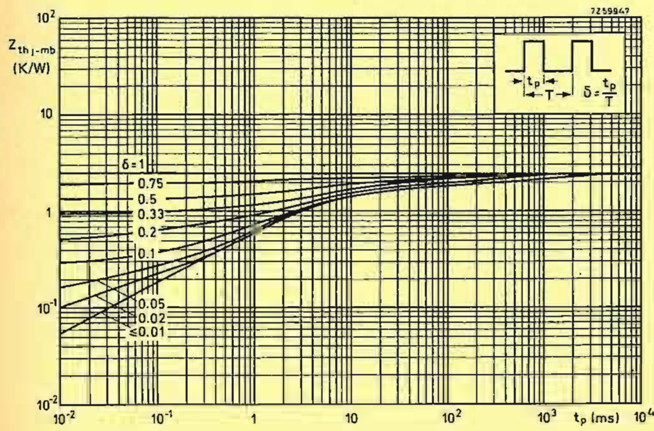


Fig. 4.

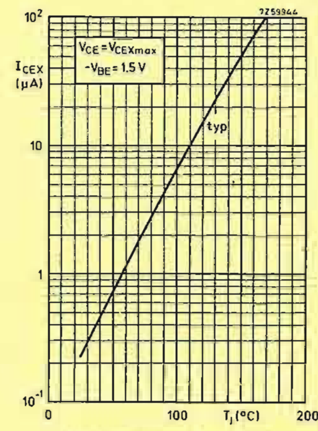


Fig. 6 Collector-emitter current as a function of junction temperature.

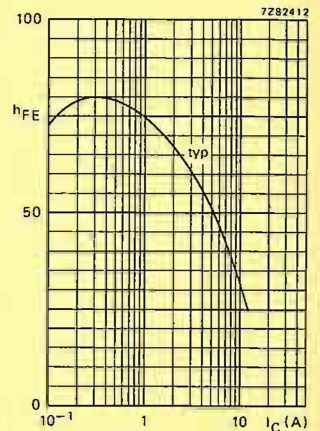


Fig. 7 D.C. current gain at $V_{CE} = 5$ V and $T_j = 25$ °C.

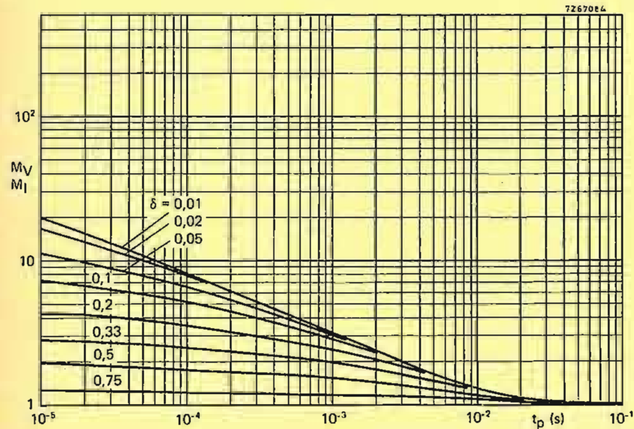


Fig. 5 SB voltage multiplying factor at I_{Cmax} level and SB current multiplying factor at V_{CEOmax} level.

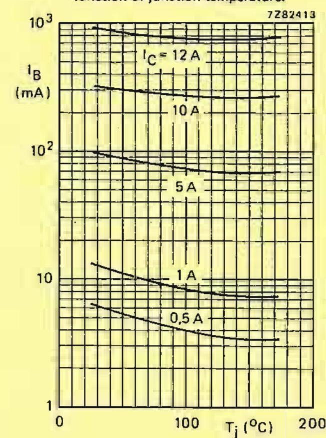


Fig. 8 Typical base current at $V_{CE} = 5$ V.

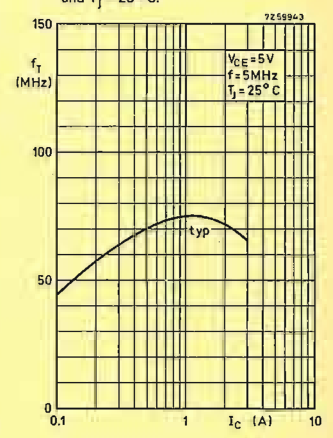


Fig. 9 Transition frequency as a function of the collector current.

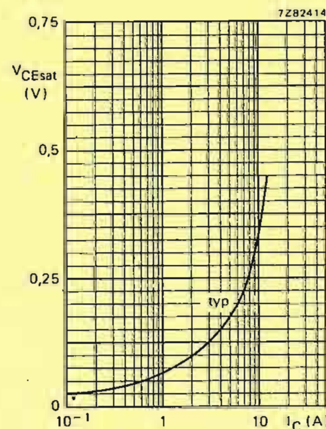


Fig. 10 Collector-emitter saturation voltage at $I_C/I_B = 10$; $T_j = 25$ °C.

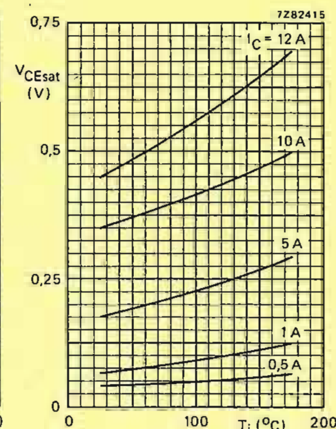


Fig. 11 Typical collector-emitter saturation voltage at $I_C/I_B = 10$.

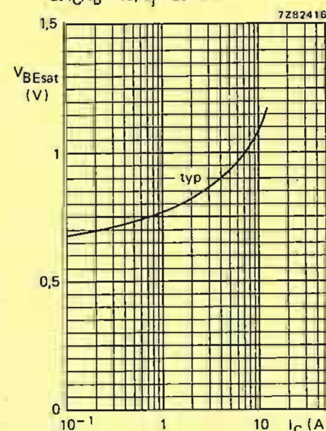


Fig. 12 Typical base-emitter saturation voltage at $I_C/I_B = 10$ and $T_j = 25$ °C.

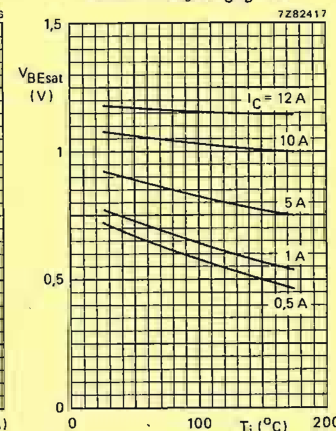


Fig. 13 Typical base-emitter saturation voltage at $I_C/I_B = 10$.

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High-voltage, high-speed, glass-passivated n-p-n power transistors in SOT-32 envelopes, for use in converters, inverters, switching regulators, motor control systems and switching applications.

QUICK REFERENCE DATA

			BUX86	BUX87	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max	800	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max	0,5		A
Collector current (peak value): t_p = 2 ms	I_{CM}	max	1		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 60 °C	P_{tot}	max	20		W
Collector-emitter saturation voltage: I_C = 0,2 A; I_B = 20 mA	V_{CEsat}	<	3		V
Fall time: I_{Con} = 0,2 A; I_{Bon} = 20 mA; $-I_{Boff}$ = 40 mA	t_f	typ	0,4		µs

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

TO-126 (SOT-32)

Collector connected to metal part of mounting surface

2,7 max; 7,8 max; 3,75; 3,2; 3,0; 11,1 max; 2,54 max (1); 1,2; 15,3 min; e c b; 0,88 max; 0,5; 4,58; 2,29

Accessories: 56326 (washer) or 56353 (clip) for direct mounting and 56353 + 56354 (package) for insulated mounting.

* Within this region the cross-section of the leads is uncontrolled.

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134)

			BUX86	BUX87	
Voltages					
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max	800	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max	400	450	V
Currents					
Collector current (d.c.)	I_C	max	0,5		A
Collector current (peak value): t_p = 2 ms	I_{CM}	max	1		A
Base current (d.c.)	I_B	max	0,2		A
Base current (peak value)	I_{BM}	max	0,3		A
Reverse base current (peak value) (note 1)	$-I_{BM}$	max	0,3		A
Power dissipation					
Total power dissipation up to T_{mb} = 60 °C	P_{tot}	max	20		W
Temperatures					
Storage temperature	T_{stg}		−65 to +150		°C
Junction temperature	T_j	max	150		°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	4,5	°C/W
From junction to ambient in free air	$R_{th\ j\text{-}a}$	=	100	°C/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current (note 2)				
$V_{CEM} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0	I_{CES}	<	100	µA
$V_{CEM} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0; T_j = 125 °C	I_{CES}	<	1	mA
D.C. current gain				
I_C = 50 mA; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	typ	50	

Notes
1. Turn-off current
2. Measured with a half sine-wave voltage (curve tracer).

CHARACTERISTICS (continued)

T_j = 25 °C unless otherwise specified

			BUX86	BUX87	
Emitter cut-off current					
I_C = 0; V_{EB} = 5 V	I_{EBO}		1		mA
Saturation voltage					
I_C = 0,1 A; I_B = 10 mA	V_{CEsat}	<	1,5		V
I_C = 0,2 A; I_B = 20 mA	V_{CEsat}	<	3		V
I_C = 0,2 A; I_B = 20 mA	V_{BEsat}	<	1,0		V
Collector-emitter sustaining voltages					
I_C = 100 mA; I_{Boff} = 0; L = 25 mH	$V_{CEOsust}$		400	450	V

Oscilloscope display for sustaining voltage

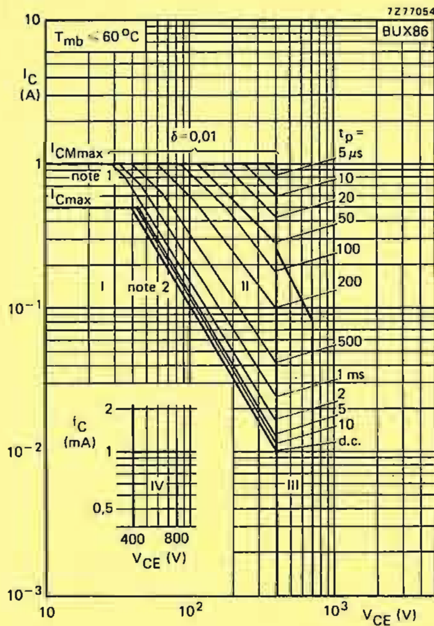
Test circuit for $V_{CEOsust}$

Transition frequency at f = 1 MHz				
I_C = 50 mA; V_{CE} = 10 V	f_T	typ	20	MHz
Switching times				
I_{Con} = 0,2 A; V_{CC} = 250 V				
I_{Bon} = 20 mA; $-I_{Boff}$ = 40 mA				
Turn-on time	t_{on}	typ	0,25	µs
		<	0,5	µs
Turn-off: Storage time	t_s	typ	2	µs
		<	3,5	µs
Fall time	t_f	typ	0,4	µs
Fall time, T_{mb} = 95 °C	t_f	<	1,3	µs

Waveform

Test circuit

t_p = 20 µs
T = 2 ms
V_{IM} = 15 V



Safe Operating ARea

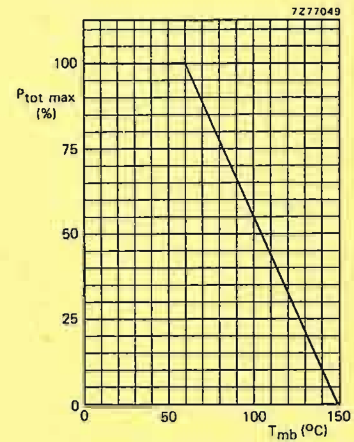
I Region of permissible d.c. operation

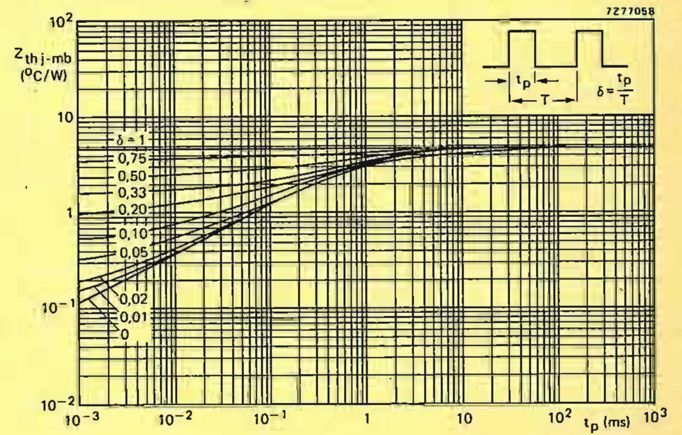
II Permissible extension for repetitive pulse operation

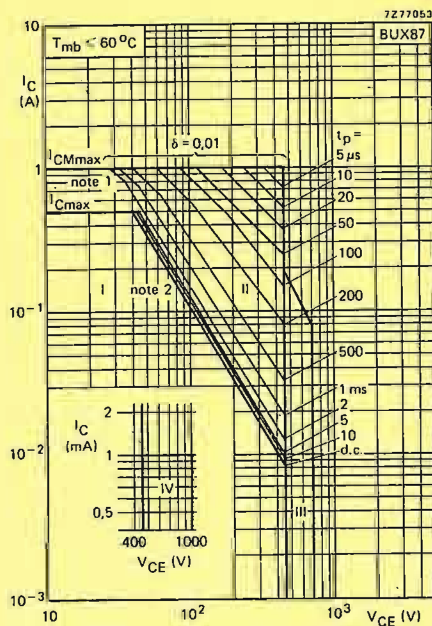
III Area of permissible operation during turn-on in single-transistor converters, provided $R_{BE} \leqslant 100\ \Omega$ and $t_p \leqslant 0,6\ \mu s$

IV Repetitive pulse operation in this region is permissible, provided $V_{BE} \leqslant 0$ and $t_p \leqslant 2$ ms

Notes
1. $P_{peak\ max}$ lines.
2. Second-breakdown limits (independent of temperature).







Safe Operating ARea

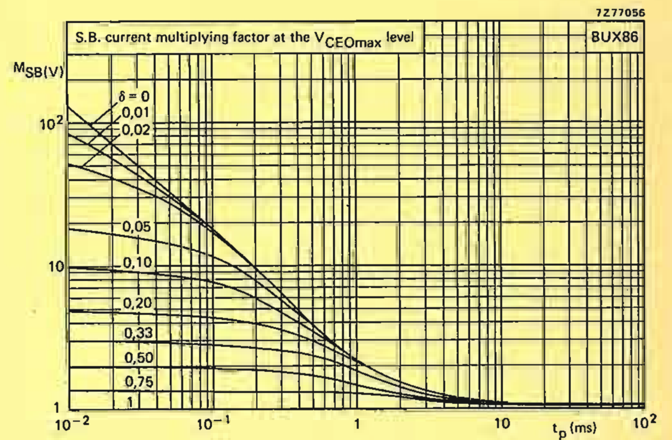
I Region of permissible d.c. operation

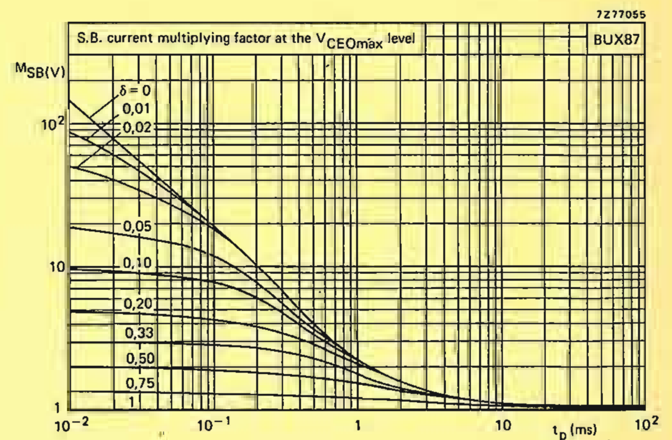
II Permissible extension for repetitive pulse operation

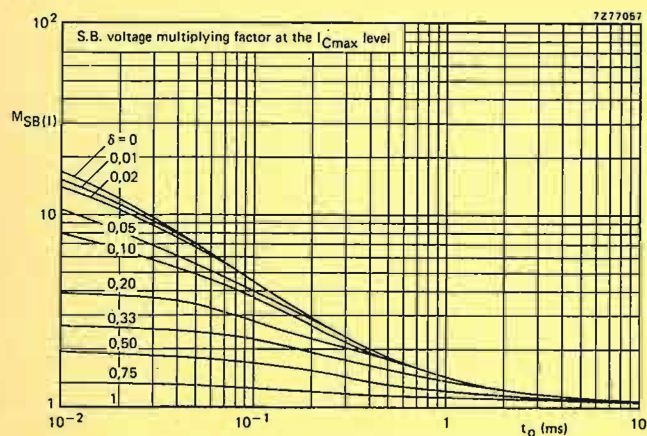
III Area of permissible operation during turn-on in single-transistor converters, provided $R_{BE} \leqslant 100\ \Omega$ an $t_p \leqslant 0,6\ \mu s$

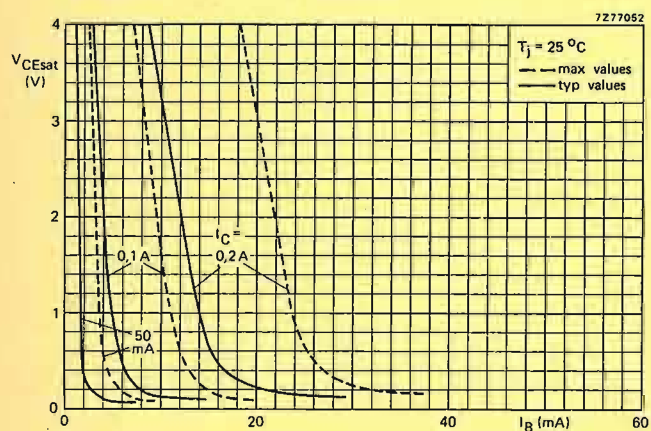
IV Repetitive pulse operation in this region is permissible, provided $V_{BE} \leqslant 0$ and $t_p \leqslant 2$ ms

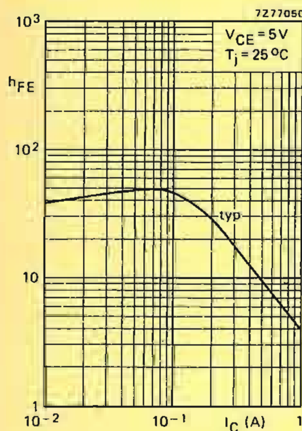
Notes
1. $P_{peak\ max}$ lines.
2. Second-breakdown limits (independent of temperature).

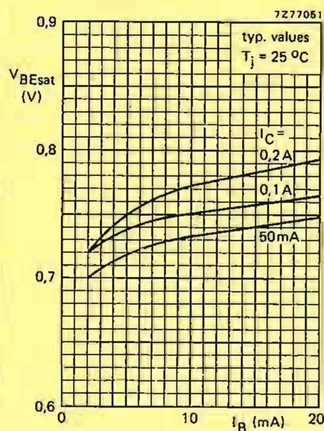












APPLICATION INFORMATION ON BUX86

Important factors in the design of SMPS circuits are the power losses and heatsink requirements of the supply output transistor and the base drive conditions during turn-off. In SMPS circuits with mains isolation the duty factor of the collector current generally varies between 0,25 to 0,5.

The operating frequency lies between 15 kHz and 50 kHz and the shape of the collector current varies from rectangular in a forward converter to a sawtooth in a flyback circuit.

As the BUX86 will mainly be used in low-power flyback converters the information on optimum base drive and device dissipation given in the graphs on page 13 is concentrated on this application. In these figures I_{CM} represents the highest repetitive peak collector current that can occur in the given circuit, e.g. during overload.

The total power dissipation for a limit-case transistor is given in Fig. 5 which applies for a mounting base temperature of 100 °C. The required thermal resistance for the heatsink can be calculated from

$$R_{th\ mb\text{-}a} = \frac{100 - T_{amb\ max}}{P_{tot}}.$$

To ensure thermal stability the minimum value of T_{amb} in the above equation is 40 °C.

A practical SMPS output circuit for an output of power in the order of 15 W is given in Fig. 2.

At a collector current of 200 mA and a base current of 20 mA in this circuit the following turn-off times can be expected.

			T_{mb} = 25 °C	100 °C	
Storage time	t_s	typ	1,3	1,8	μs
Fall time	t_f	typ	0,2	0,8	μs

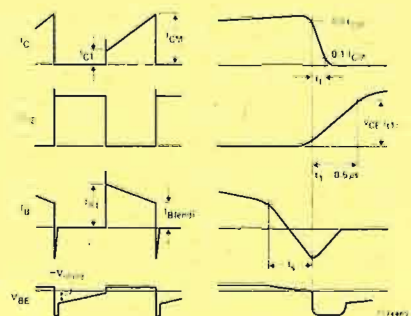


Fig. 1 Relevant waveforms of switching transistor.

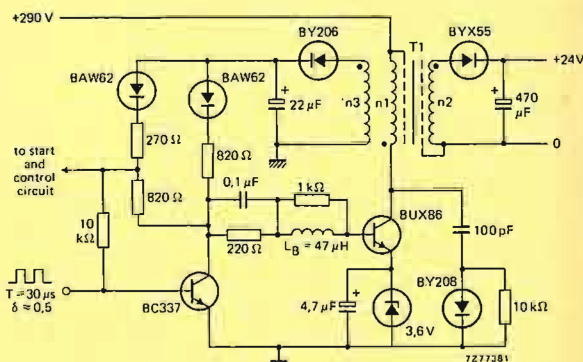


Fig. 2 Practical SMPS output circuit.
T1 (output transformer): Core U20; primary inductance L_p = 23 mH
n1 = 252 turns; n2 = 27 turns; n3 = 22 turns
$V_{CE(t1)}$ ≤ 300 V (see Fig. 1)

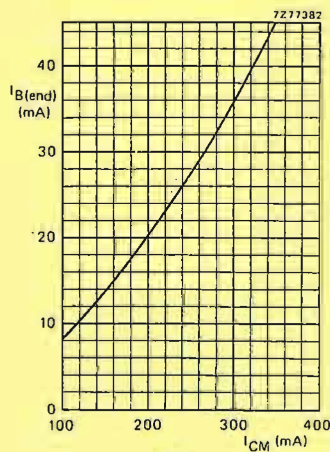


Fig. 3.

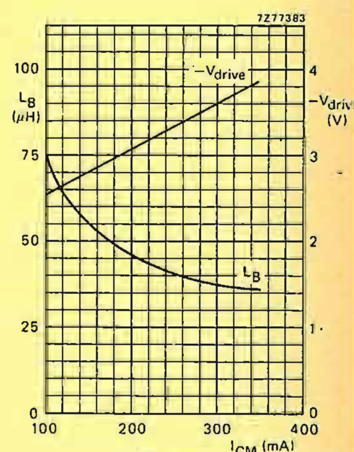


Fig. 4.

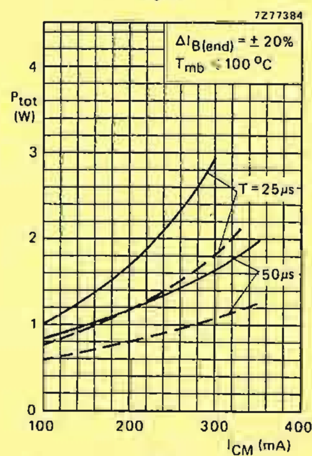


Fig. 5.

Fig. 3 Recommended nominal "end" value of the base current versus maximum peak collector current.

Fig. 4 Minimum required base inductance and recommended negative drive voltage versus maximum peak collector current.

Fig. 5 Maximum total power dissipation of a limit-case transistor if the base current is chosen in accordance with Fig. 3. Solid lines for I_{C1}/I_{CM} = 0,4 and dotted lines for I_{C1}/I_{CM} = 0.

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High-voltage, high-speed, glass-passivated n-p-n power transistors in TO-220 envelopes, intended for use in converters, inverters, switching regulators, motor control systems and switching applications.

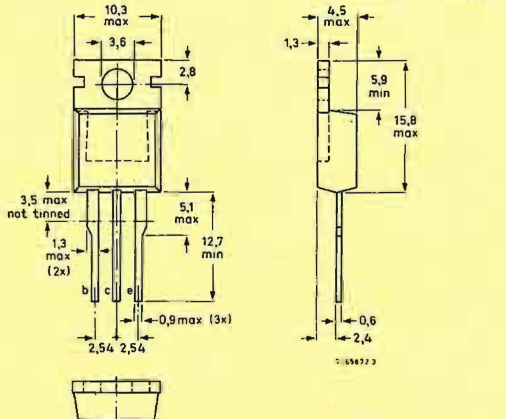
QUICK REFERENCE DATA

			BUX84	BUX85	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max	800	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max	2		A
Collector current (peak value) t_p = 2 ms	I_{CM}	max	3		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 50 °C	P_{tot}	max	40		W
Collector-emitter saturation voltage I_C = 1 A; I_B = 0,2 A	V_{CEsat}	<	3		V
Fall time I_{Con} = 1 A; I_{Bon} = 0,2 A; $-I_{Boff}$ = 0,4 A	t_f	typ	0,4		μs

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

TO-220
Collector connected to mounting base



For mounting instructions and accessories see section Accessories (Handbook SC2).

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134)

Voltages

			BUX84	BUX85	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max	800	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max	400	450	V

Currents

Collector current (d.c.)	I_C	max	2	A
Collector current (peak value) t_p = 2 ms	I_{CM}	max	3	A
Base current (d.c.)	I_B	max	0,75	A
Base current (peak value)	I_{BM}	max	1	A
Reverse base current (peak value) *	$-I_{BM}$	max	1	A

Power dissipation

Total power dissipation up to T_{mb} = 50 °C	P_{tot}	max	40	W

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		−65 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	2,5	°C/W
From junction to ambient in free air	$R_{th\ j\text{-}a}$	=	70	°C/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current **

$V_{CEM} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0	I_{CES}	<	200	μA
$V_{CEM} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0; T_j = 125 °C	I_{CES}	<	1,5	mA

D.C. current gain

I_C = 0,1 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	typ	50	

* Turn-off current.
** Measured with a half sine-wave voltage (curve tracer).

CHARACTERISTICS (continued)

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Emitter cut-off current

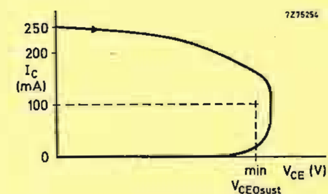
I_C = 0; V_{EB} = 5 V	I_{EBO}	<	1	mA

Saturation voltages

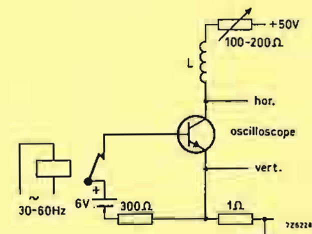
I_C = 0,3 A; I_B = 30 mA	V_{CEsat}	<	0,8	V
I_C = 1 A; I_B = 0,2 A	V_{CEsat}	<	1,0	V
I_C = 1 A; I_B = 0,2 A	V_{BEsat}	<	1,1	V

Collector-emitter sustaining voltage

			BUX84	BUX85	
I_C = 100 mA; I_{Boff} = 0; L = 25 mH	$V_{CEOsust}$	>	400	450	V



Oscilloscope display for sustaining voltage.



Test circuit for $V_{CEOsust}$.

Transition frequency at f = 1 MHz

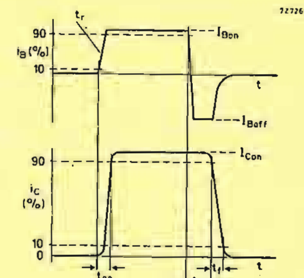
I_C = 0,2 A; V_{CE} = 10 V	f_T	typ	20	MHz

Switching times

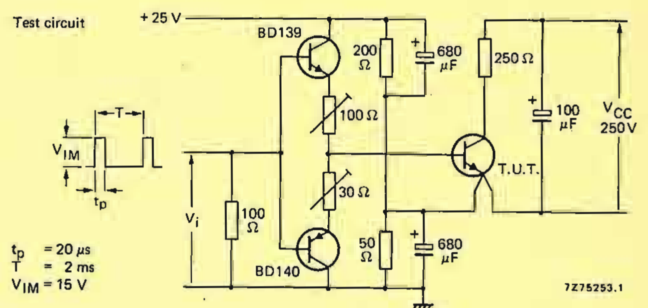
I_{Con} = 1 A; V_{CC} = 250 V
I_{Bon} = 0,2 A; $-I_{Boff}$ = 0,4 A

Turn-on time	t_{on}	typ	0,2	μs
		<	0,5	μs
Turn-off: Storage time	t_s	typ	2	μs
		<	3,5	μs
Fall time	t_f	typ	0,4	μs
Fall time, T_{mb} = 95 °C	t_f	<	1,4	μs

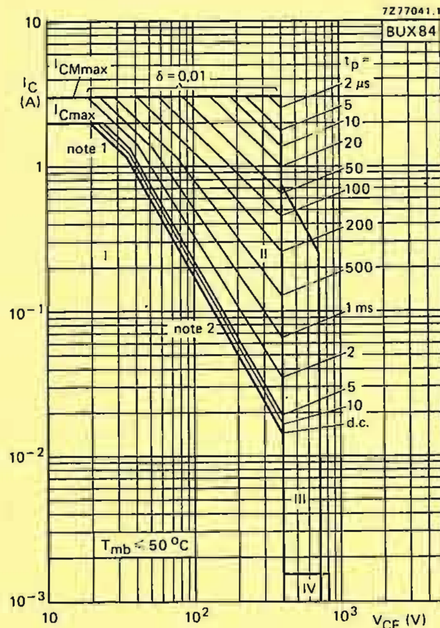
Waveform



Test circuit



t_p = 20 μs
T = 2 ms
V_{IM} = 15 V



Safe Operating ARea

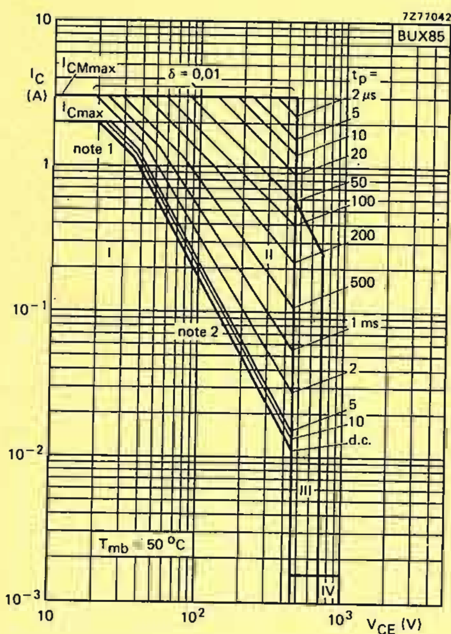
I Region of permissible d.c. operation

II Permissible extension for repetitive pulse operation

III Area of permissible operation during turn-on in single transistor converters, provided $R_{BE} \leqslant 100\ \Omega$ and $t_p \leqslant 0{,}6\ \mu s$

IV Repetitive pulse operation in this region is permissible, provided $V_{BE} \leqslant 0$ and $t_p \leqslant 2$ ms

Notes
1. $P_{tot\ max}$ and $P_{peak\ max}$ lines.
2. Second-breakdown limits (independent of temperature).



Safe Operating ARea

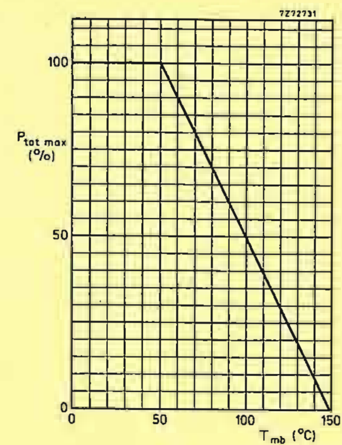
I Region of permissible d.c. operation

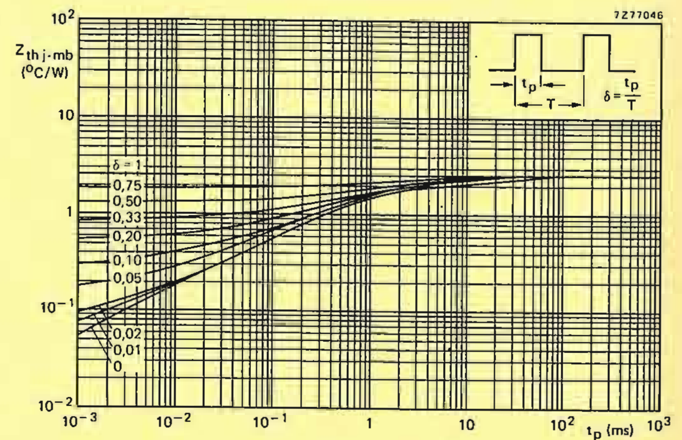
II Permissible extension for repetitive pulse operation

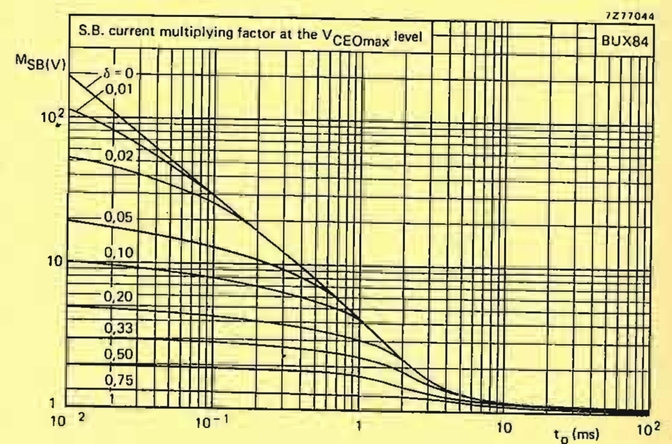
III Area of permissible operation during turn-on in single transistor converters, provided $R_{BE} \leqslant 100\ \Omega$ and $t_p \leqslant 0{,}6\ \mu s$

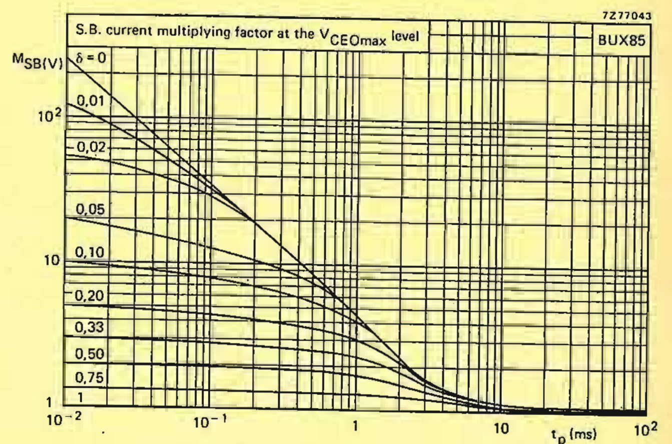
IV Repetitive pulse operation in this region is permissible, provided $V_{BE} \leqslant 0$ and $t_p \leqslant 2$ ms

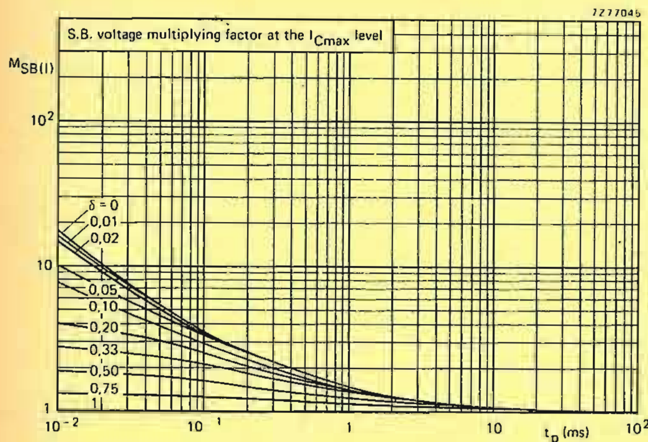
Notes
1. $P_{tot\ max}$ and $P_{peak\ max}$ lines.
2. Second-breakdown limits (independent of temperature).

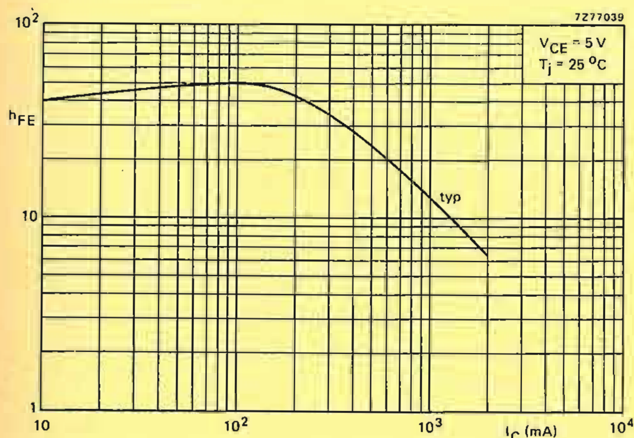


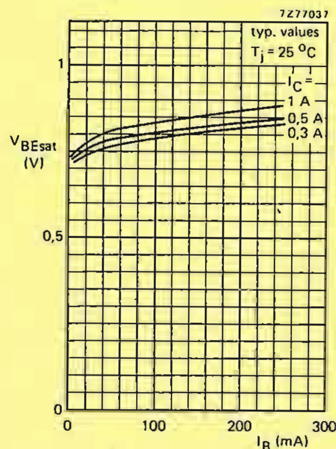


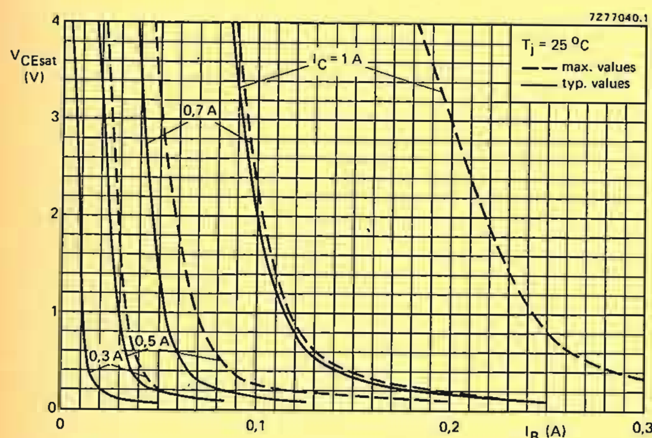












APPLICATION INFORMATION ON BUX84

Important factors in the design of SMPS circuits are the power losses and heatsink requirements of the supply output transistor and the base drive conditions during turn-off. In most SMPS circuits with mains isolation the duty factor of the collector current generally varies between 0,25 and 0,5.

The operating frequency lies between 15 kHz and 50 kHz and the shape of the collector current varies from rectangular in a forward converter to a sawtooth in a flyback circuit.

Information on optimum base drive and device dissipation of the BUX84 in a flyback converter is given in Figs 3 to 5. Figs 6 to 8 apply to a forward converter. In these figures I_{CM} represents the highest repetitive peak collector current that can occur in the given circuit, e.g. during overload.

The total power dissipation for a limit-case transistor is given in Figs 5 and 8 which apply for a mounting base temperature of 100 °C. The required thermal resistance for the heatsink can be calculated from

$$R_{th\ mb\text{-}a} = \frac{100 - T_{amb\ max}}{P_{tot}}.$$

To ensure thermal stability the minimum value of T_{amb} in the above equation is 40 °C.

A practical SMPS output circuit for an output power in the order of 50 W is given in Fig. 2.

At a collector current of 0,7 A and a base current of 70 mA in this circuit the following turn-off times can be expected.

			T_{mb} = 25 °C	100 °C	
Storage time	t_s	typ	2,2	2,8	µs
Fall time	t_f	typ	0,25	0,85	µs

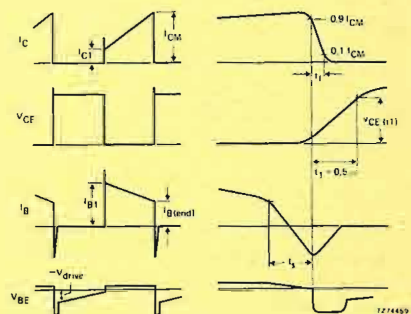


Fig. 1 Relevant waveforms of switching transistor.

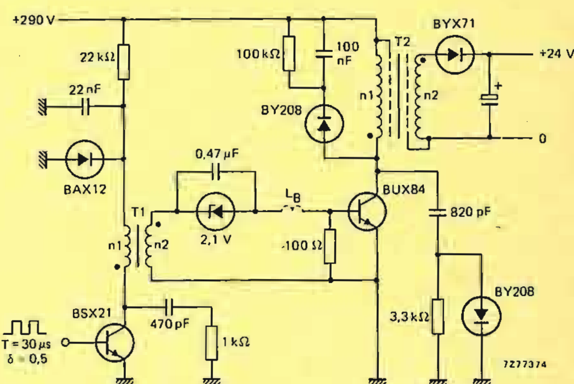


Fig. 2 Practical SMPS output circuit.

T1 (driver transformer): Core U15; n1 = 360 turns; n2 = 60 turns
total inductance in base circuit ≈ 15 µH

T2 (output transformer): Core E55; primary inductance L_p = 16 mH
n1 = 116 turns; n2 = 12 turns

$V_{CE(t1)} < 300$ V (see Fig. 1)

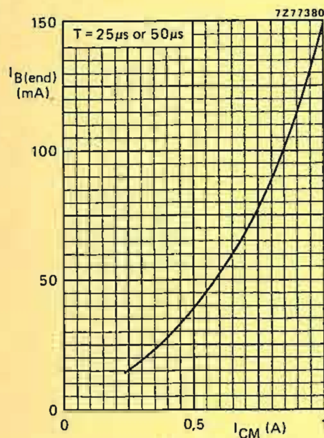


Fig. 3.

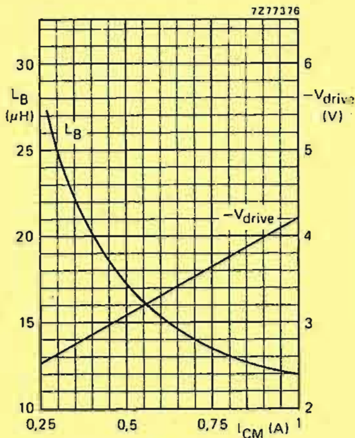


Fig. 4.

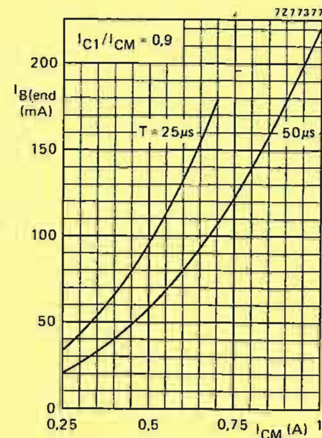


Fig. 6.

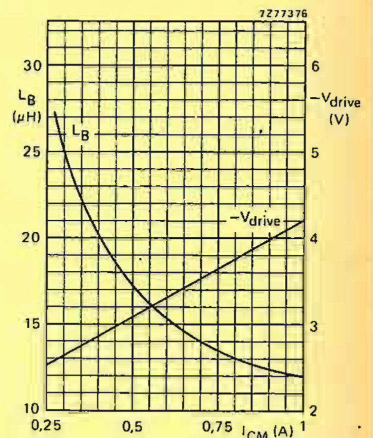


Fig. 7.

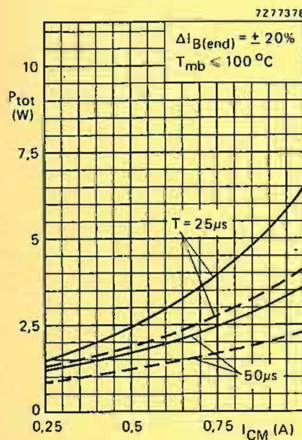


Fig. 5.

Fig. 3 Recommended nominal "end" value of the base current versus maximum peak collector current in a flyback converter.

Fig. 4 Minimum required base inductance and recommended negative drive voltage versus maximum peak collector current.

Fig. 5 Maximum total power dissipation of a limit-case transistor if the base current is chosen in accordance with Fig. 3. Solid lines for I_{C1}/I_{CM} = 0,4 and dotted lines for I_{C1}/I_{CM} = 0.

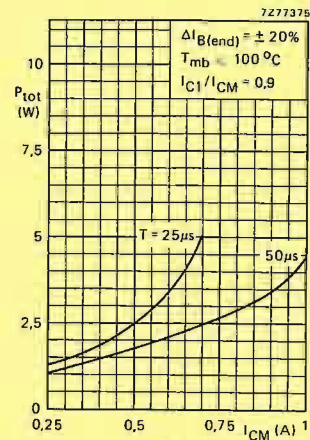


Fig. 8.

Fig. 6 Recommended nominal "end" value of the base current versus maximum peak collector current in a forward converter.

Fig. 7 Minimum required base inductance and recommended negative drive voltage versus maximum peak collector current.

Fig. 8 Maximum total power dissipation of a limit-case transistor if the base current is chosen in accordance with Fig. 6.

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High-voltage, high-speed, glass-passivated n-p-n power transistors in a TO-3 envelope, intended for use in converters, inverters, switching regulators, motor control systems etc.

QUICK REFERENCE DATA

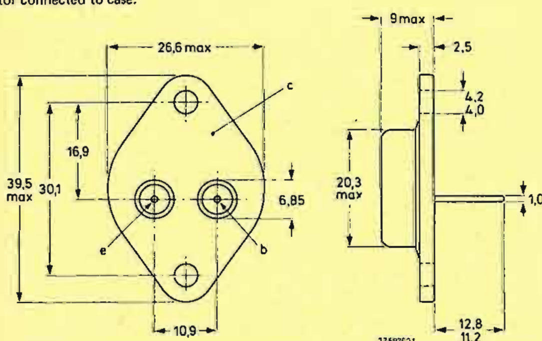
			BUS11	BUS11A	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	5		A
Collector current (peak value) $t_p \leq 2$ ms	I_{CM}	max.	10		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	100		W
Collector-emitter saturation voltage					
I_C = 3 A; I_B = 0,6 A	V_{CEsat}	<	1,5	–	V
I_C = 2,5 A; I_B = 0,5 A	V_{CEsat}	<	–	1,5	V
Fall time					
I_{Con} = 3 A; $I_{Bon} = -I_{Boff}$ = 0,6 A	t_f	<	0,8	–	μs
I_{Con} = 2,5 A; $I_{Bon} = -I_{Boff}$ = 0,5 A	t_f	<	–	0,8	μs

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-3.

Collector connected to case.



For Accessories and Mounting instructions see handbook l.f. power transistors.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

			BUS11	BUS11A	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	5		A
Collector current (peak value) $t_p < 2$ ms	I_{CM}	max.	10		A
Base current (d.c.)	I_B	max.	2		A
Base current (peak value); $t_p < 2$ ms	I_{BM}	max.	3		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	100		W
Storage temperature	T_{stg}		−65 to +200		°C
Junction temperature	T_j	max.	200		°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$ =	1,75	K/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current *				
$V_{CE} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0	I_{CES}	<	1	mA
$V_{CE} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0; T_j = 125 °C	I_{CES}	<	2	mA
Emitter cut-off current				
I_C = 0; V_{EB} = 9 V	I_{EBO}	<	10	mA

			BUS11	BUS11A	
Saturation voltages					
I_C = 3 A; I_B = 0,6 A	V_{CEsat}	<	1,5	–	V
I_C = 2,5 A; I_B = 0,5 A	V_{CEsat}	<	–	1,5	V
I_C = 3 A; I_B = 0,6 A	V_{BEsat}	<	1,4	–	V
I_C = 2,5 A; I_B = 0,5 A	V_{BEsat}	<	–	1,4	V
Collector-emitter sustaining voltage					
I_C = 100 mA; I_{Boff} = 0; L = 25 mH	$V_{CEOsust}$	>	400	450	V

* Measured with a half sine-wave voltage (curve tracer).

CHARACTERISTICS (continued)

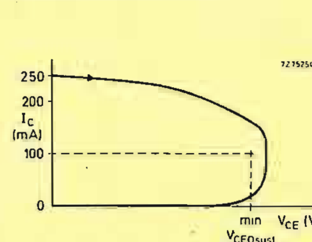


Fig. 2 Oscilloscope display for sustaining voltage.

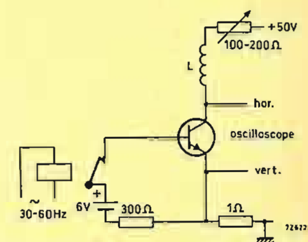


Fig. 3 Test circuit for $V_{CEOsust}$.

			BUS11	BUS11A	
Switching times					
I_{Con} = 3 A; $I_{Bon} = -I_{Boff}$ = 0,6 A					
Turn-on time	t_{on}	<	1	–	μs
Turn-off: Storage time	t_s	<	4	–	μs
Fall time	t_f	<	0,8	–	μs
Switching times					
I_{Con} = 2,5 A; $I_{Bon} = -I_{Boff}$ = 0,5 A					
Turn-on time	t_{on}	<	–	1	μs
Turn-off: Storage time	t_s	<	–	4	μs
Fall time	t_f	<	–	0,8	μs

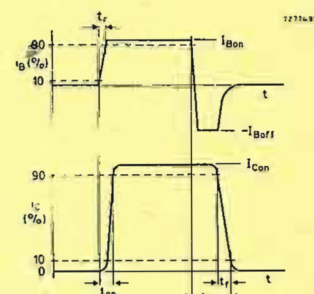


Fig. 4 Waveforms.

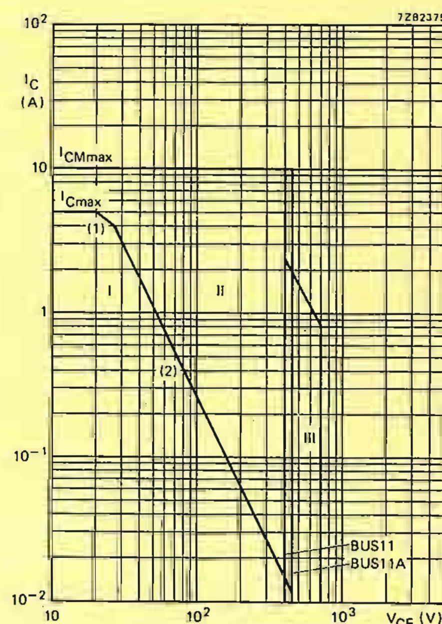


Fig. 5 Safe Operating ARea at $T_{mb} \leq 25$ °C.

(1) $P_{tot\,max}$ line.
(2) Second-breakdown limits (independent of temperature).

I Region of permissible d.c. operation
II Permissible extension for repetitive pulse operation
III Area of permissible operation during turn-on in single transistor converters, provided $R_{BE} \leq 100\ \Omega$ and $t_p \leq 0,6\ \mu s$.

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTOR

High-voltage, high-speed switching n-p-n transistor in a metal envelope intended for use in horizontal deflection circuits of colour television receivers.

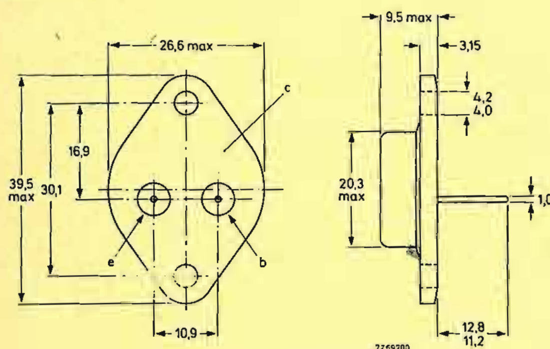
QUICK REFERENCE DATA

Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	1500	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	5	A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	80	W
Collector-emitter saturation voltage I_C = 4,5 A; I_B = 2 A	V_{CEsat}		1	V
Fall time I_{CM} = 4,5 A; $I_{B(end)}$ = 1,4 A	t_f	typ.	0,7	μs

MECHANICAL DATA

Fig. 1 TO-3.

Collector connected to case.



For mounting instructions and accessories see Handbook section Accessories.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	1500	V
Collector-emitter voltage ($R_{BE} \leq 100\ \Omega$, peak value)	V_{CERM}	max.	1500	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	700	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	5	A
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	7,5	A
Collector current (non-repetitive peak)	I_{CSM}	max.	15	A
Base current (peak value)	I_{BM}	max.	4	A
Reverse base current (d.c. or average over any 20 ms period)	$-I_{B(AV)}$	max.	100	mA
Reverse base current (peak value) *	$-I_{BM}$	max.	4	A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	80	W
Storage temperature	T_{stg}		−65 to + 115	°C
Junction temperature	T_j	max.	115	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	max.	1,12	°C/W

* Turn-off current.

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current V_{BE} = 0; V_{CE} = $V_{CESMmax}$	I_{CES}	<	1,0	mA
D.C. current gain I_C = 4,5 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>	2,5	
Emitter-base voltage I_C = 0; I_E = 10 mA	$+V_{EBO}$	>	5	V
I_C = 0; I_E = 100 mA	$+V_{EBO}$	typ.	7	V
Saturation voltage I_C = 4,5 A; I_B = 2 A	V_{CEsat}	<	1	V
I_C = 4,5 A; I_B = 2 A	V_{BEsat}	<	1,5	V
Collector-emitter sustaining voltage I_B = 0; I_C = 100 mA; L = 25 mH	$V_{CEOsust}$	>	700	V

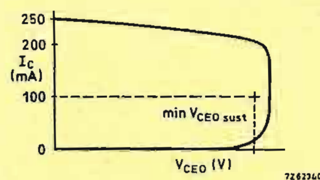


Fig. 2 Oscilloscope display for $V_{CEOsust}$.

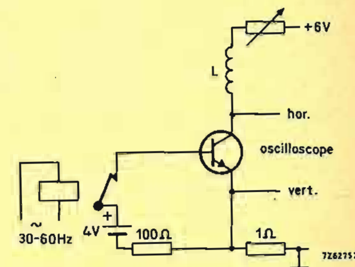


Fig. 3 Test circuit for $V_{CEOsust}$.

Transition frequency at f = 5 MHz I_C = 0,1 A; V_{CE} = 5 V	f_T	typ.	7	MHz
Collector capacitance at f = 1 MHz I_E = I_e = 0; V_{CB} = 10 V	C_c	typ.	125	pF
Switching times (in line deflection circuit) L_B = 6 μH; $-V_{IM}$ = 4 V; I_{CM} = 4,5 A; $I_{B(end)}$ = 1,4 A (−dI_B/dt = 0,6 A/μs)	t_f	typ.	0,7	μs
	t_s	typ.	6,5	μs

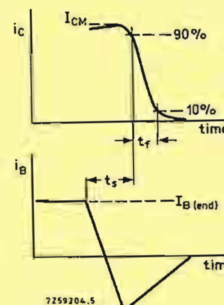


Fig. 4 Switching times.

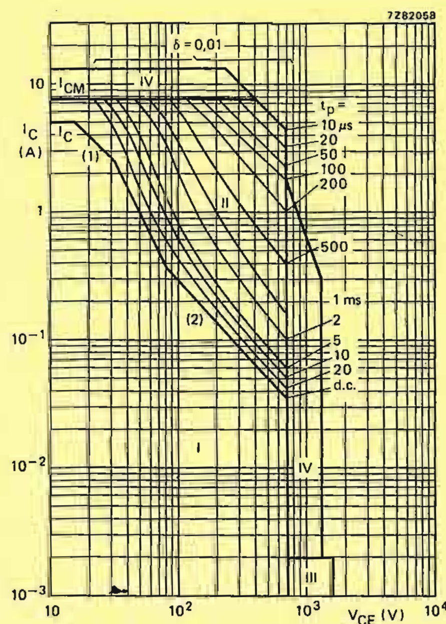


Fig. 5 Safe Operating ARea with the transistor forward biased. $T_{mb} \leq 25$ °C.

- I Region of permissible d.c. operation.
- II Permissible extension for repetitive pulse operation.
- III Repetitive pulse operation in this region is permissible, provided $R_{BE} \leq 100\ \Omega$; $t_p \leq 20$ μs; $\delta \leq 0{,}25$.
- IV Transient I_C/V_{CE} limit, e.g. during picture tube flashover (less than 10 line periods); for V_{CE} less than 700 V then t_p less than or equal to 25 μs for V_{CE} greater than 700 V then t_p less than 5 μs.

Notes
1. $P_{tot\ max}$ and $P_{peak\ max}$ lines.
2. Second-breakdown limits (independent of temperature).

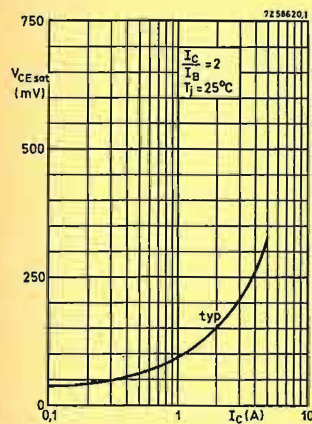


Fig. 6 Collector-emitter saturation voltage.

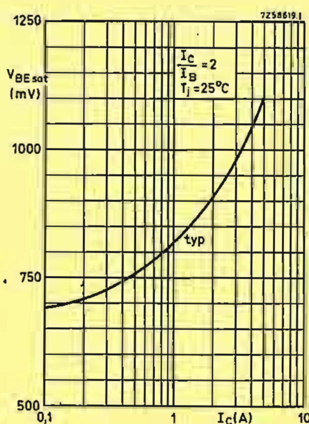


Fig. 7 Base-emitter saturation voltage.

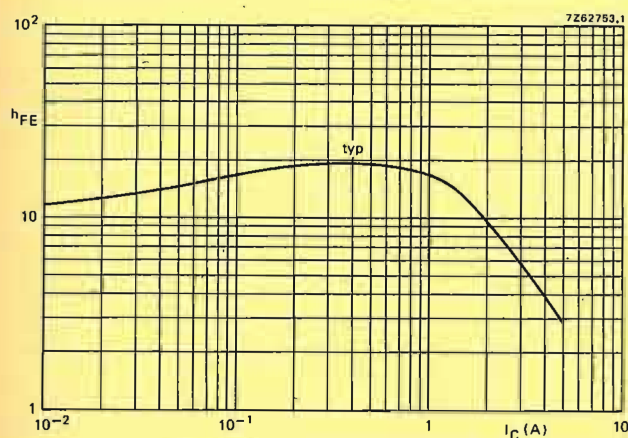


Fig. 8 D.C. current gain. $V_{CE} = 5$ V; $T_j = 25$ °C.

The maximum transistor dissipation largely depends on the tolerances in the drive conditions. The dissipation given in Fig. 12 allows for base current and $-dI_B/dt$ tolerances in the order of ± 20%. The curve applies for a limit-case transistor at a mounting base temperature of 100 °C.

The thermal resistance for the heatsink can be calculated from $R_{th\ mb\text{-}a} = \frac{100 - T_{amb\ max}}{P_{tot\ max}}$ in which $T_{amb\ max}$ is the maximum ambient temperature of the transistor. In order to assure a value of thermal resistance at which thermal stability is ascertained, the minimum value for T_{amb} in the above equation is 45 °C.

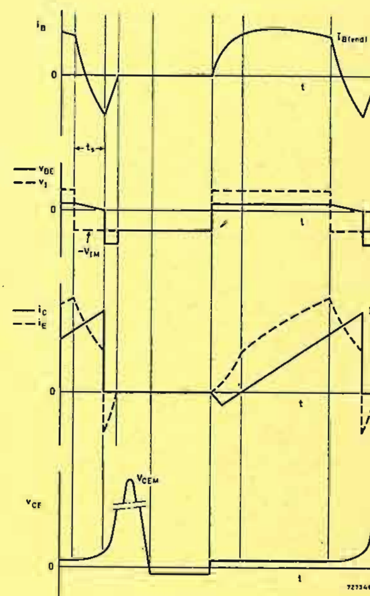


Fig. 10 Fundamental waveforms.

APPLICATION INFORMATION - HORIZONTAL DEFLECTION CIRCUIT WITH BU208A

In designing horizontal deflection circuits, allowance has to be made for component and operating spreads in order not to exceed any Absolute Maximum Rating. Extensive analysis has shown that, for the peak collector current and the collector-emitter voltage of the output transistor, the total allowance need not be higher than 25%, and the following recommended base-drive and heatsink conditions are based on this figure.

To simplify the presentation, the design curves given refer to nominal conditions. Where the collector current will be modulated by the E-W correction circuit, the average value of the peak collector current applies provided the modulation is less than ± 10%.

To obtain a short fall time and minimum turn-off dissipation with a high-voltage transistor, the storage time must be sufficiently long and, during turn-off, the negative base-emitter voltage must be sufficiently high. Both requirements can easily be realized by including a small coil in series with the base of the output transistor. However, to reduce base current variations, a series base resistor is also added to most designs. This has the disadvantage of reducing the energy in the base inductance during turn-off, which in turn reduces the negative base-emitter voltage and with large resistor values may lead to an insufficient negative voltage for correct device turn-off. This can be improved by shunting the base resistor by a diode and/or a capacitor. Instead of giving various detailed base circuits based on these considerations, it is a more direct approach to specify the recommended $-dI_B/dt$, see Fig. 11.

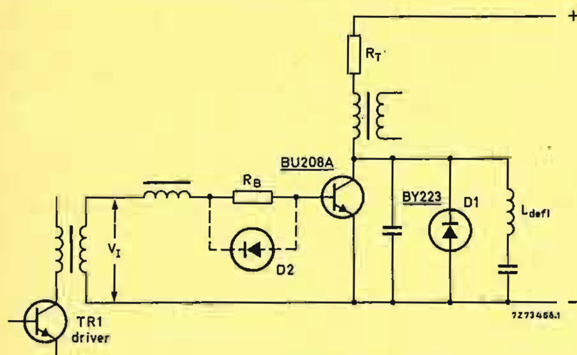


Fig. 9 Simplified horizontal deflection circuit.

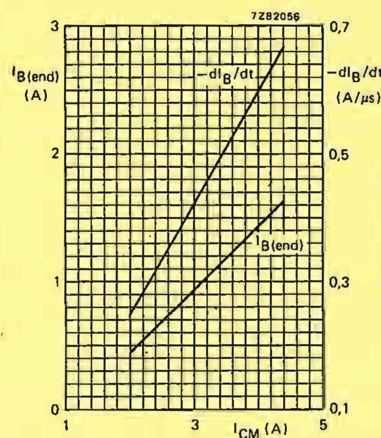


Fig. 11
Nominal end value of the base current and its rate of fall during turn-off as a function of nominal peak collector current to obtain, for a typical transistor, the recommended storage time of 6,5 µs. (During the storage time and the decay time of the collector current the negative turn-off drive voltage ($-V_{IM}$) must be > 4 V.)

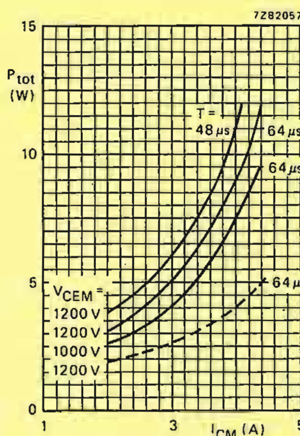


Fig. 12
Continuous lines are maximum values; $T_{mb} = 100$ °C; $\delta = 0{,}18$; base tolerances ± 20%.
Total dissipation of a limit-case transistor under maximum operating conditions for 625 and 819 lines ($T_{mb} = 100$ °C).
The dashed line gives the total dissipation of a typical transistor under nominal conditions ($T_{mb} = 50$ °C).

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High voltage, high speed switching n-p-n power transistor in plastic SOT-93 envelope, intended for use in the switched-mode power supply of 90° and 110° colour television receivers.

QUICK REFERENCE DATA

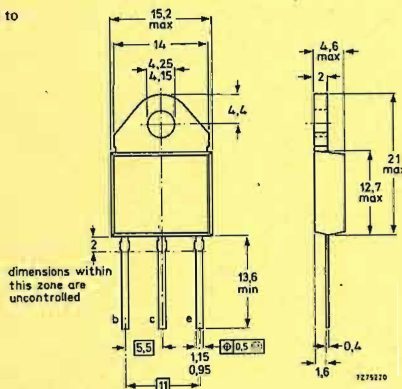
			BU426	426A	433	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0; peak value)	V_{CESM}	max.	800	900	800	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	375	400	375	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.		6		A
Collector current (peak value) t_p = 2 ms	I_{CM}	max.		8		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 73 °C	P_{tot}	max.		70		W
Collector-emitter saturation voltage I_C = 2,5 A; I_B = 0,5 A	V_{CEsat}	<		1,5		V
Fall time I_{Con} = 2,5 A; I_{Bon} = 0,5 A; $-I_{Boff}$ = 1 A	t_f	typ.	0,3	0,3	0,45	µs

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOT-93.

Collector connected to mounting base



RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BU426	426A	433	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	800	900	800	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	375	400	375	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.		6		A
Collector current (peak value) t_p < 2 ms	I_{CM}	max.		8		A
Base current (d.c.)	I_B	max.		2		A
Base current (peak value)	I_{BM}	max.		3		A
Reverse base current (d.c. or average over any 20 ms period)	$-I_{B(AV)}$	max.		100		mA
Reverse base current (peak value)*	$-I_{BM}$	max.		3		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 73 °C	P_{tot}	max.		70		W
Storage temperature	T_{stg}			−65 to + 150		°C
Junction temperature	T_j	max.		150		°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	1,1	°C/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current **				
V_{CEM} = 900 V; V_{BE} = 0	I_{CES}	<	1	mA
V_{CEM} = 900 V; V_{BE} = 0; T_j = 125 °C	I_{CES}	<	2	mA
D.C. current gain				
I_C = 0,6 A; V_{CE} = 5 V; BU426; BU426A	h_{FE}	typ. <	30 60	
I_C = 0,6 A; V_{CE} = 5 V; BU433	h_{FE}	typ.	40	
Emitter cut-off current I_C = 0; V_{EB} = 10 V	I_{EBO}	<	10	mA
Transition frequency at f = 1 MHz I_C = 0,2 A; V_{CE} = 10 V	f_T	typ.	6	MHz

* Turn-off current.
** Measured with a half sine-wave voltage (curve tracer).

CHARACTERISTICS (continued)

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Emitter cut-off current I_C = 0; V_{EB} = 10 V	I_{EBO}	<	10	mA
Saturation voltages I_C = 2,5 A; I_B = 0,5 A	V_{CEsat}	<	1,5	V
	V_{BEsat}	<	1,4	V
I_C = 4 A; I_B = 1,25 A	V_{CEsat}	<	3	V
	V_{BEsat}	<	1,6	V
Collector-emitter sustaining voltage				
I_C = 100 mA; I_{Boff} = 0; L = 25 mH; BU426; BU433	$V_{CEOsust}$	>	375	V
I_C = 100 mA; I_{Boff} = 0; L = 25 mH; BU426A	$V_{CEOsust}$	>	400	V

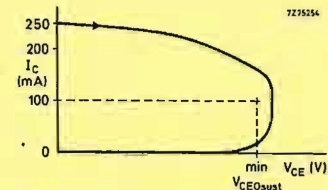


Fig. 2 Oscilloscope display for $V_{CEOsust}$.

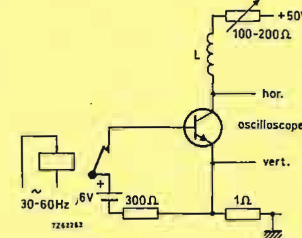


Fig. 3 Test circuit for $V_{CEOsust}$.

Switching times (between 10% and 90% levels)
I_{Con} = 2,5 A; V_{CC} = 250 V
I_{Bon} = 0,5 A; $-I_{Boff}$ = 1 A

Turn-on time			t_{on}	typ. <	0,5 µs 0,6 µs
Turn-off time ($t_{off} = t_s + t_f$)	Storage time		t_s	typ. <	2 µs 3,5 µs
	Fall time	BU426; 426A	t_f	typ.	0,3 µs
		BU433	t_f	typ. <	0,45 µs 0,7 µs
	Fall time, T_{mb} = 95 °C	BU433	t_f	typ. <	0,7 µs 1,0 µs
		BU426; 426A	t_f	<	0,75 µs

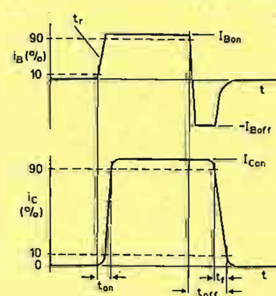


Fig. 4 Waveforms.

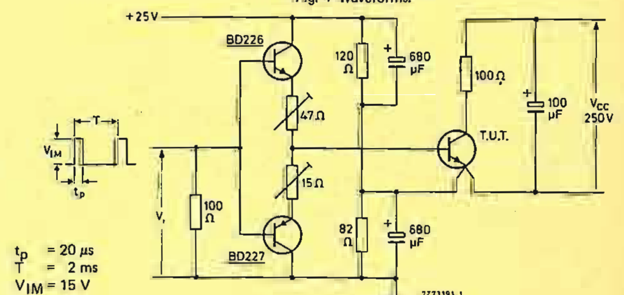


Fig. 5 Test circuit.

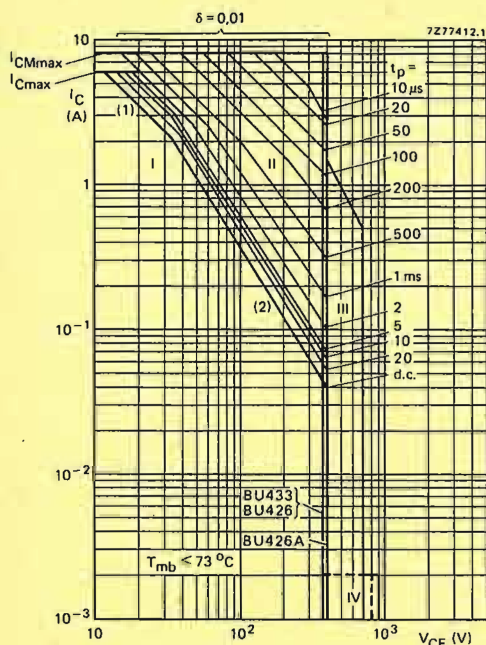


Fig. 6 Safe Operating ARea.

I Region of permissible d.c. operation.

II Permissible extension for repetitive pulse operation.

III Area of permissible operation during turn-on in single-transistor converters, provided $R_{BE} \leq 100\ \Omega$ and $t_p \leq 0,6\ \mu s$.

IV Repetitive pulse operation in this region is permissible, provided $V_{BE} \leq 0$ and $t_p \leq 2$ ms.

(1) $P_{tot\ max}$ and $P_{peak\ max}$ lines.

(2) Second-breakdown limits (independent of temperature).

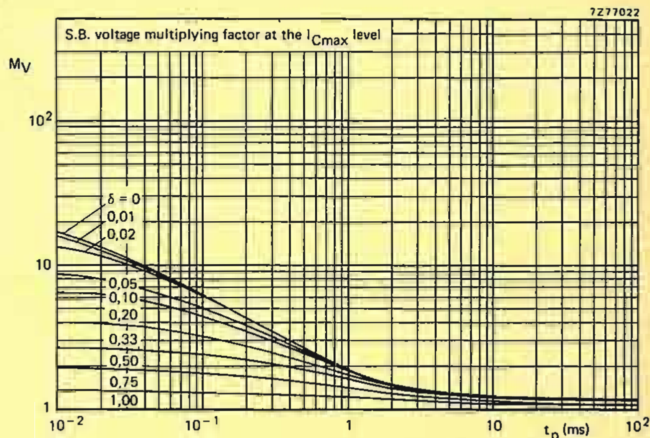


Fig. 9 S.B. voltage multiplying factor at the I_{Cmax} level.

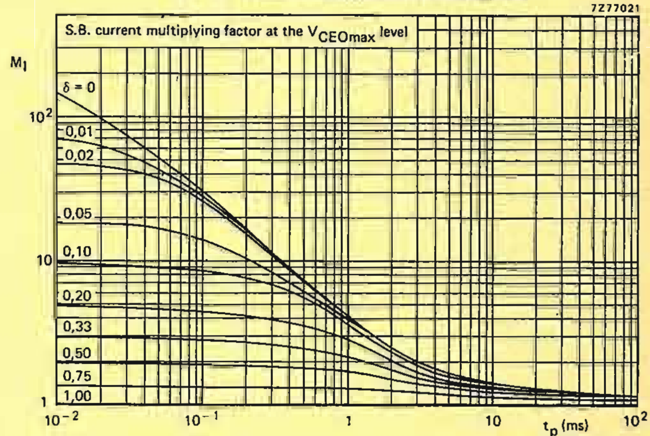


Fig. 10 S.B. current multiplying factor at the V_{CEOmax} level.

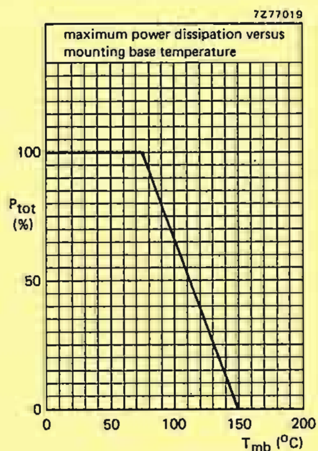


Fig. 7 Power derating curve.

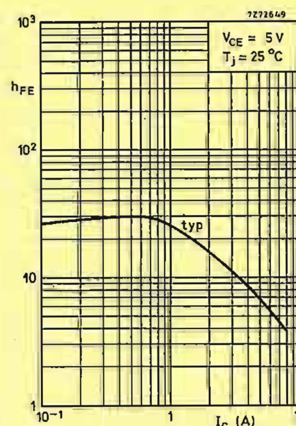


Fig. 11 D.C. current gain BU426 and BU426A.

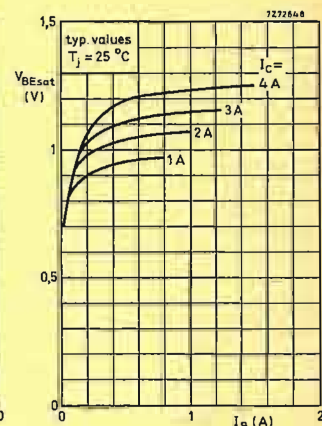


Fig. 12 Base-emitter saturation voltage for BU426 and BU426A.

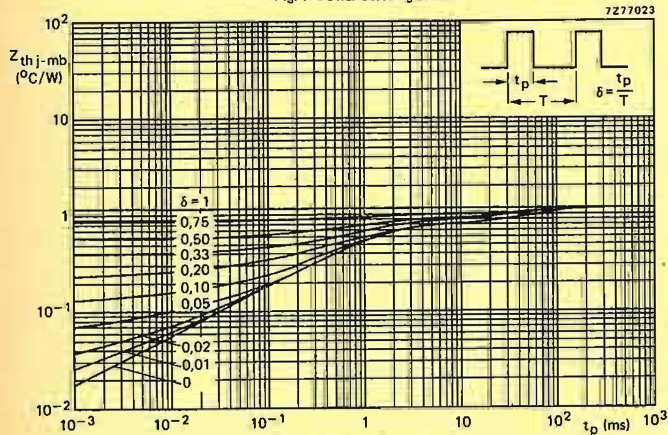


Fig. 8 Pulse power rating chart.

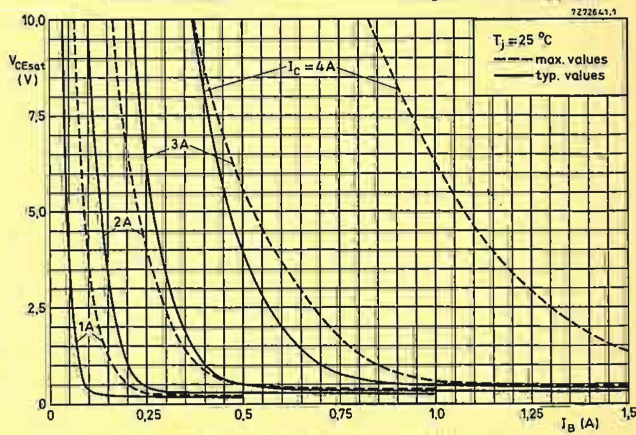


Fig. 13 Collector-emitter saturation voltage for BU426 and BU426A.

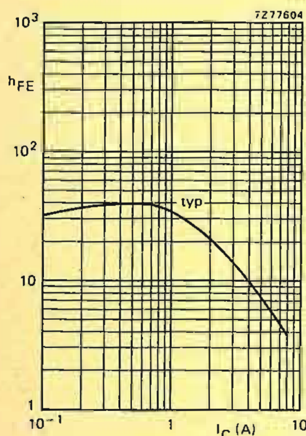


Fig. 14 D.C. current gain for BU433; V_{CE} = 5 V; T_j = 25 °C.

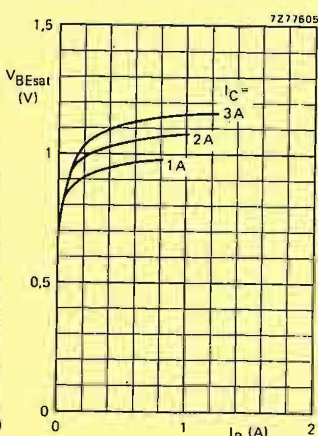


Fig. 15 Base-emitter saturation voltage for BU433; T_j = 25 °C.

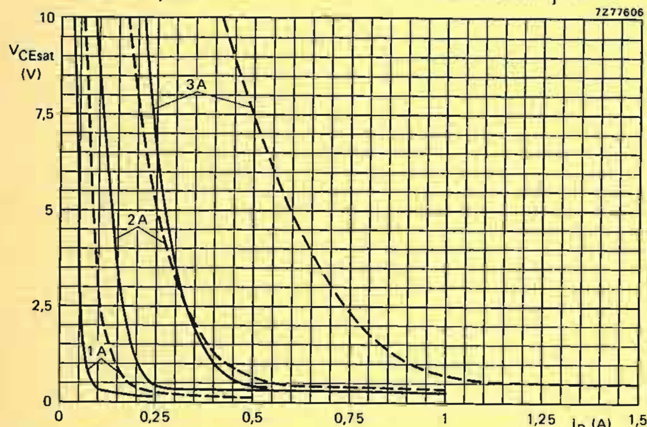


Fig. 16 Typical (——) and maximum (– – –) values collector-emitter saturation voltage for BU433; T_j = 25 °C.

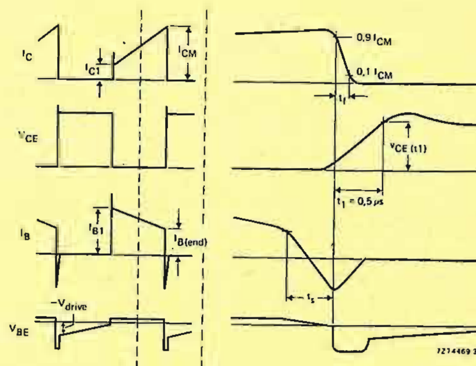


Fig. 17 Relevant waveforms of switching transistor.

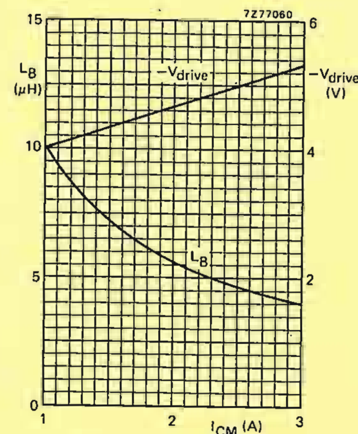


Fig. 18 Minimum required base inductance and recommended negative drive voltage versus maximum peak collector current.

APPLICATION INFORMATION

Important factors in the design of SMPS circuits are the power losses and heatsink requirements of the supply output transistor and the base drive conditions during turn-off. In SMPS circuits for CTV receivers the duty factor of the collector current generally varies between 0,35 and 0,6.

The operating frequency lies between 15 kHz and 35 kHz and the shape of the collector current varies from rectangular in a forward converter to a sawtooth in a flyback circuit.

All these variables influence the collector dissipation, so that a simple presentation of the design information is only possible if the information is restricted to the main application area of the relevant transistor type. Therefore, as the BU426 or BU426A will mainly be used in flyback converters and the BU433 in forward SMPS, the information of Figs 19, 20, 21 and 22, 23, 24 is based on these applications:

The total power dissipation for a limit-case transistor BU426 or BU433 is given in Figs 21 and 24, which apply for a mounting base temperature of 100 °C. The required thermal resistance for the heatsink can be calculated from:

$$R_{th\ mb\text{-}a\ max}{}^{*} = \frac{T_{mb\ max} - T_{amb\ max}}{P_{tot}}$$

* Including additional thermal resistances resulting from mounting hardware.

To ensure thermal stability minimum value of T_{amb} in this equation is 40 °C. As indicated, the BU433 will mainly be used in (non-isolated) forward converters, where the turn-off losses are limited by the maximum collector emitter voltage (≈ 300-350 V). The rate-of-rise of the voltage during turn-off must be below 1000 V/µs. Application of this transistor in low-power flyback converters is also possible, provided that the rate-of-rise is limited to 500 V/µs. For the BU426(A) a rate-of-rise of 1000 V/µs is permissible. Practical SMPS output circuits for an output power in the order of 180 W are given in Figs 19 and 22. At a collector current of 2,5 A and a base current of 0,25 A in these circuits the following turn-off times can be expected.

		T_{mb} 25 °C	T_{mb} 100 °C
BU426 (426A)	Storage time t_s Fall time t_f	typ. 1,4 0,15	< 2,0 µs < 0,5 µs
BU433	Storage time t_s Fall time t_f	typ. 1,4 0,18	< 2,0 µs < 0,6 µs

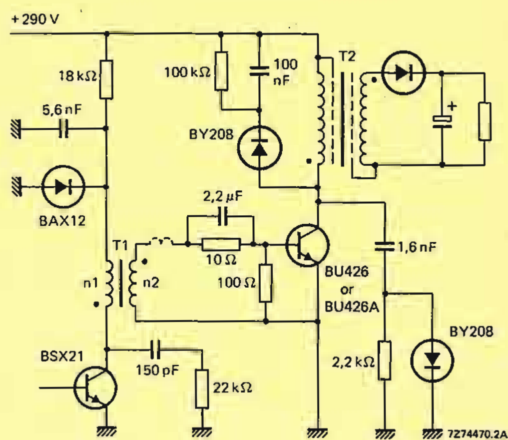


Fig. 19 Practical output circuit of a flyback SMPS of BU426 or BU426A.

T1 (driver transformer)
core U20; n1 = 400 turns
n2 = 25 turns

L_{Btot} ≈ 4,5 µH

T2 (output transformer)
L_p = 6 mH

$V_{CE(t1)}$ < 500 V (see Fig. 17)

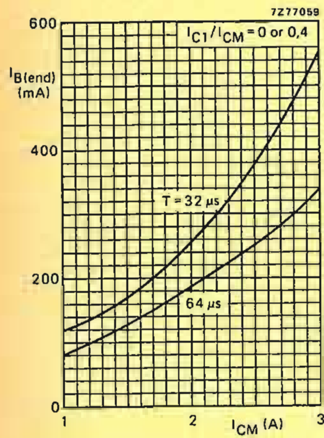


Fig. 20 Recommended nominal "end" value of the base current versus maximum peak collector current.

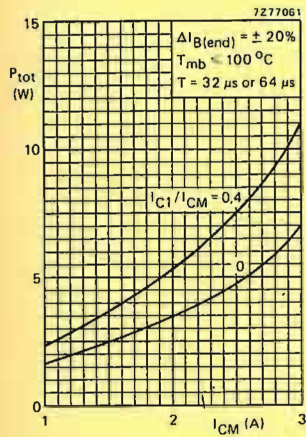


Fig. 21 Maximum total power dissipation of a limit-case transistor of the base current is chosen in accordance with Fig. 20.

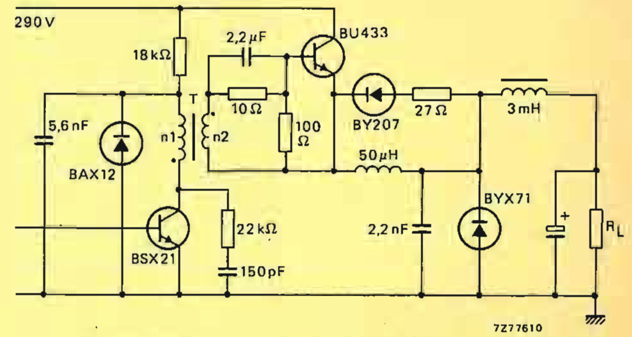


Fig. 22 Practical output circuit of a forward SMPS with BU433.
T (driver transformer): Core U20
n1 = 400 turns; n2 = 25 turns
L_{Btot} ≈ 4,5 μH

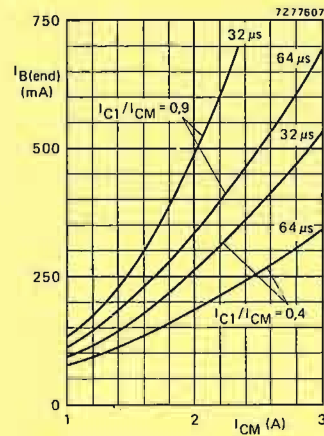


Fig. 23 Recommended nominal "end" value of the base current versus maximum peak collector current.

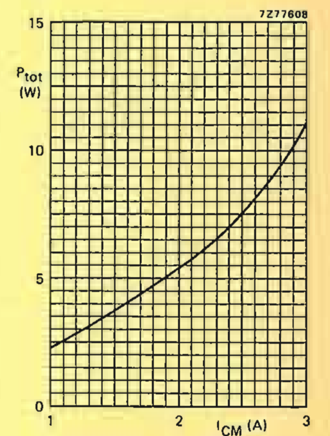


Fig. 24 Maximum total power dissipation of a limit-case transistor if the base current is chosen in accordance with Fig. 23.

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High-voltage, high-speed, glass-passivated n-p-n power transistors in a TO-3 envelope, intended for use in converters, inverters, switching regulators, motor control systems etc.

QUICK REFERENCE DATA

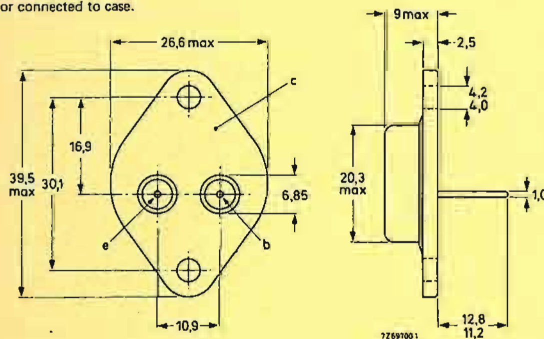
			BUS12	BUS12A	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	8		A
Collector current (peak value) $t_p \leq 2$ ms	I_{CM}	max.	20		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	125		W
Collector-emitter saturation voltage					
I_C = 6 A; I_B = 1,2 A	V_{CEsat}	<	1,5	–	V
I_C = 5 A; I_B = 1 A	V_{CEsat}	<	–	1,5	V
Fall time					
I_{Con} = 6 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 1,2 A	t_f	<	0,8	–	μs
I_{Con} = 5 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 1 A	t_f	<	–	0,8	μs

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-3.

Collector connected to case.



RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BUS12	BUS12A	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	8		A
Collector current (peak value); t_p < 2 ms	I_{CM}	max.	20		A
Base current (d.c.)	I_B	max.	4		A
Base current (peak value); $t_p \leq 2$ ms	I_{BM}	max.	6		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	125		W
Storage temperature	T_{stg}		–65 to +200		°C
Junction temperature	T_j	max.	200		°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$	=	1,4	K/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current *				
$V_{CE} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0	I_{CES}	<	1	mA
$V_{CE} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0; T_j = 125 °C	I_{CES}	<	3	mA
Emitter cut-off current				
I_C = 0; V_{EB} = 9 V	I_{EBO}	<	10	mA

			BUS12	BUS12A	
Saturation voltages					
I_C = 6 A; I_B = 1,2 A	V_{CEsat}	<	1,5	–	V
I_C = 5 A; I_B = 1 A	V_{CEsat}	<	–	1,5	V
I_C = 6 A; I_B = 1,2 A	V_{BEsat}	<	1,5	–	V
I_C = 5 A; I_B = 1 A	V_{BEsat}	<	–	1,5	V
Collector-emitter sustaining voltage					
I_C = 100 mA; I_{Boff} = 0; L = 25 mH	$V_{CEOsust}$	>	400	450	V

* Measured with a half sine-wave voltage (curve tracer).

CHARACTERISTICS (continued)

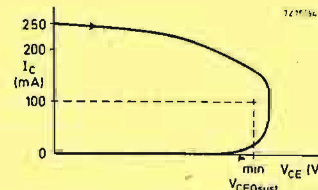


Fig. 2 Oscilloscope display for sustaining voltage.

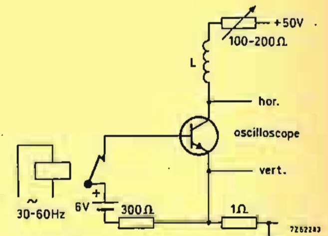


Fig. 3 Test circuit for $V_{CEOsust}$.

			BUS12	BUS12A	
Switching times					
I_{Con} = 6 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 1,2 A					
Turn-on time	t_{on}	<	1	–	μs
Turn-off: Storage time	t_s	<	4	–	μs
Fall time	t_f	<	0,8	–	μs
Switching times					
I_{Con} = 5 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 1 A					
Turn-on time	t_{on}	<	–	1	μs
Turn-off: Storage time	t_s	<	–	4	μs
Fall time	t_f	<	–	0,8	μs

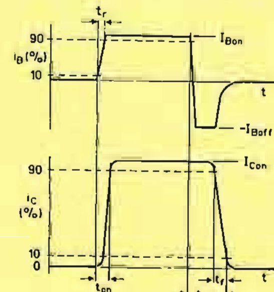


Fig. 4 Waveforms.

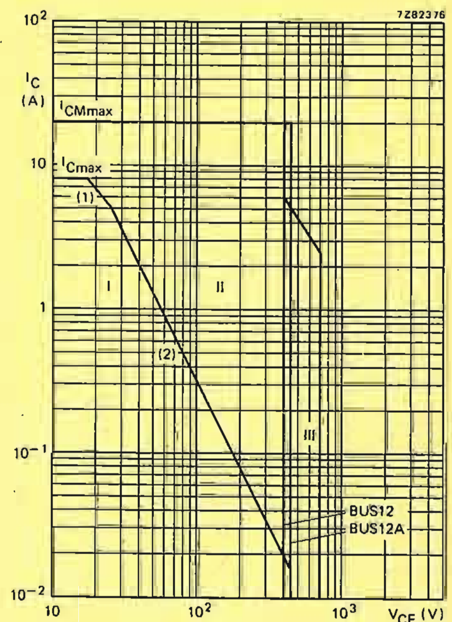


Fig. 5 Safe Operating ARea at $T_{mb} \leq 25$ °C.

(1) $P_{tot\,max}$ line.
(2) Second-breakdown limits (independent of temperature).

I Region of permissible d.c. operation
II Permissible extension for repetitive pulse operation
III Area of permissible operation during turn-on in single transistor converters, provided $R_{BE} \leq 100\ \Omega$ and $t_p \leq 0{,}6$ μs.

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High-voltage, high-speed switching n-p-n power transistors in TO-3 envelopes, intended for use in converters, inverters, switching regulators and motor control systems.

QUICK REFERENCE DATA

			BUX80	BUX81	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	800	1000	V
Collector-emitter voltage (R_{BE} = 50 Ω)	V_{CER}	max.	500	500	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	10		A
Collector current (peak value) t_p = 2 ms	I_{CM}	max.	15		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 40 °C	P_{tot}	max.	100		W
Collector-emitter saturation voltage I_C = 5 A; I_B = 1 A	V_{CEsat}	<	1,5		V
Fall time I_{Con} = 5 A; I_{Bon} = 1 A; $-I_{Boff}$ = 2 A	t_f	typ.	0,3		μs

MECHANICAL DATA Dimensions in mm

TO-3
Collector connected to case

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages

			BUX80	BUX81	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	800	1000	V
Collector-emitter voltage (R_{BE} = 50 Ω)	V_{CER}	max.	500	500	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V

Currents

Collector current (d.c.)	I_C	max.	10	A
Collector current (peak value) t_p = 2 ms	I_{CM}	max.	15	A
Base current (d.c.)	I_B	max.	4	A
Base current (peak value)	I_{BM}	max.	6	A
Reverse base current (d.c. or average over any 20 ms period)	$-I_{B(AV)}$	max.	100	mA
Reverse base current (peak value) [1]	$-I_{BM}$	max.	6	A

Power dissipation

Total power dissipation up to T_{mb} = 40 °C	P_{tot}	max.	100	W

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}		−65 to +150	°C
Junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	1,1	°C/W

CHARACTERISTICS T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current [2]

$V_{CEM} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0	I_{CES}	<	1	mA
$V_{CEM} = V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0; T_j = 125 °C	I_{CES}	<	3	mA

D.C. current gain

I_C = 1,2 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	typ.	30	

[1] Turn-off current.
[2] Measured with a half sine wave voltage (curve tracer).

CHARACTERISTICS (continued) T_j = 25 °C unless otherwise specified

Emitter cut-off current

I_C = 0; V_{EB} = 10 V	I_{EBO}	<	10	mA

Saturation voltages

I_C = 5 A; I_B = 1 A	V_{CEsat}	<	1,5	V
	$V_{BE\ sat}$	<	1,4	V
I_C = 8 A; I_B = 2,5 A	V_{CEsat}	<	3	V
	$V_{BE\ sat}$	<	1,8	V

Collector-emitter sustaining voltages

			BUX80	BUX81	
I_C = 100 mA; I_{Boff} = 0; L = 25 mH	$V_{CEOsust}$	>	400	450	V
I_C = 100 mA; R_{BE} = 50 Ω; L = 15 mH	$V_{CERsust}$	>	500	500	V

Oscilloscope display for sustaining voltages

Test circuit for $V_{CEOsust}$ Test circuit for $V_{CERsust}$

Transition frequency at f = 1 MHz

I_C = 0,2 A; V_{CE} = 10 V	f_T	typ.	6	MHz

Switching times

I_{Con} = 5 A; V_{CC} = 250 V
I_{Bon} = 1 A; $-I_{Boff}$ = 2 A

Turn-on time	t_{on}	typ.	0,35	μs
		<	0,5	μs
Turn-off: Storage time	t_s	typ.	2,5	μs
		<	3,5	μs
Fall time	t_f	typ.	0,3	μs
Fall time, T_{mb} = 95 °C	t_f	<	0,8	μs

Waveform

Test circuit

t_p = 20 μs
T = 2 ms
V_{IM} = 15 V

BUX80

Safe Operating ARea

I Region of permissible d.c. operation

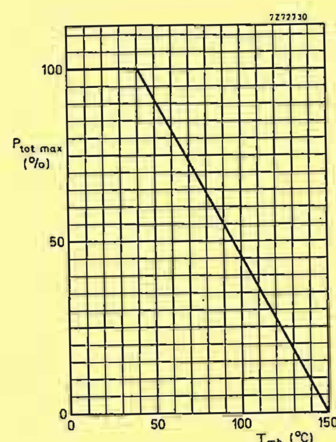
II Permissible extension for repetitive pulse operation

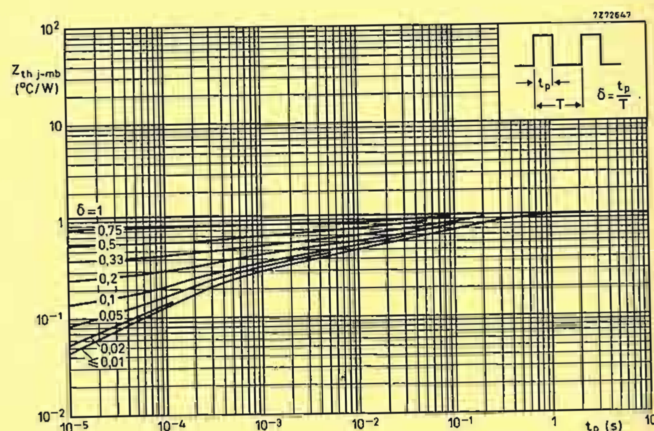
III Area of permissible operation during turn-on in single-transistor converters, provided $R_{BE} \leq 100\ \Omega$ and $t_p \leq 0,6\ \mu s$

IV Repetitive pulse operation in this region is permissible, provided $V_{BE} \leq 0$ and $t_p \leq 2$ ms

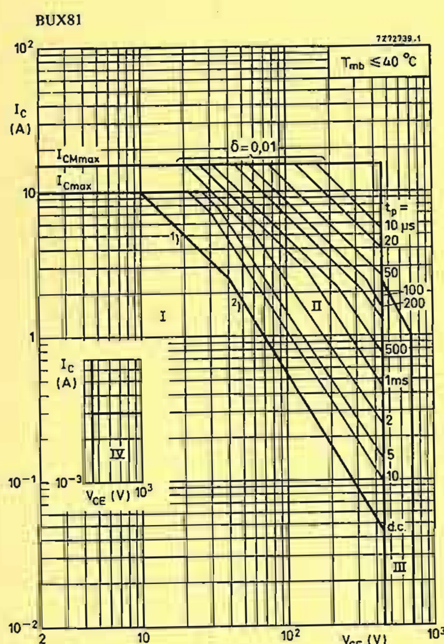
1) $P_{tot\ max}$ and $P_{peak\ max}$ lines.

2) Second-breakdown limits (independent of temperature).





BUX81



Safe Operating ARea

I Region of permissible d.c. operation

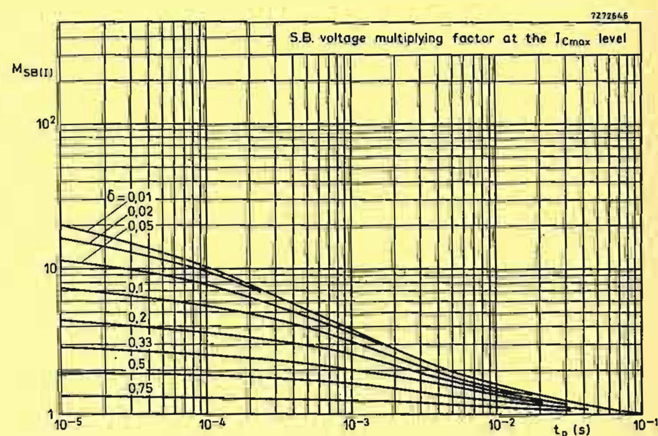
II Permissible extension for repetitive pulse operation

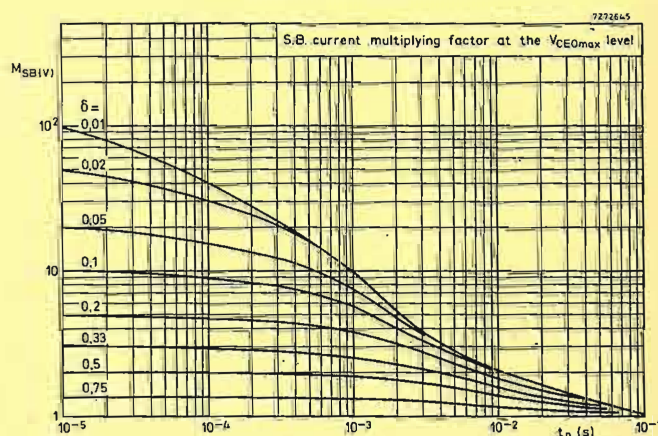
III Area of permissible operation during turn-on in single-transistor converters, provided $R_{BE} \leq 100\ \Omega$ and $t_p \leq 0,6\ \mu s$

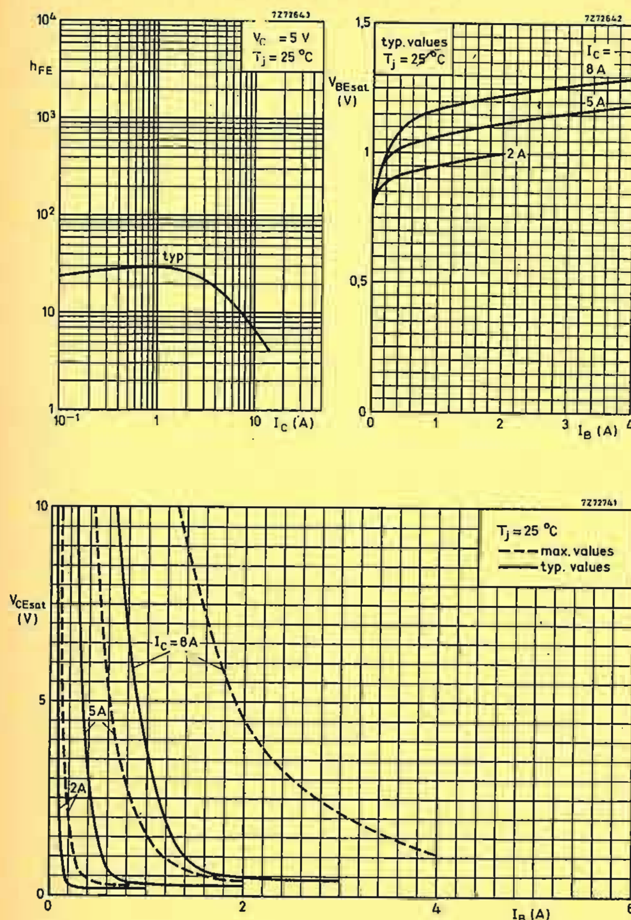
IV Repetitive pulse operation in this region is permissible, provided $V_{BE} \leq 0$ and $t_p \leq 2$ ms

1) $P_{tot\ max}$ and $P_{peak\ max}$ lines.

2) Second-breakdown limits (independent of temperature).







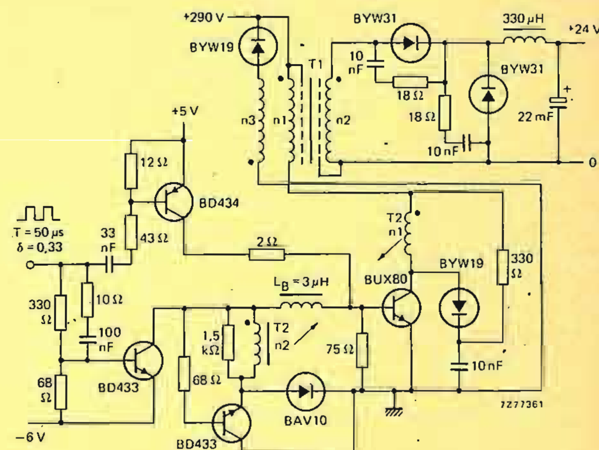


Fig. 2 Practical SMPS output circuit.
T1 (output transformer): Core U64; n1 = n3 = 56 turns; n2 = 17 turns
T2 (base current transformer): Core U20; n1 = 5 turns; n2 = 25 turns
$V_{CE(t1)}$ ≤ 300 V (see Fig. 1)

APPLICATION INFORMATION ON BUX80

Important factors in the design of SMPS circuits are the power losses and heatsink requirements of the supply output transistor and the base drive conditions during turn-off. In SMPS circuits with mains isolation the duty factor of the collector current generally varies between 0,25 and 0,5.

The operating frequency lies between 15 kHz and 50 kHz and the shape of the collector current varies from rectangular in a forward converter to a sawtooth in a flyback circuit.

As the BUX80 will mainly be used in forward or push-pull converters the information on optimum base drive and device dissipation given in the graphs on page 12 is concentrated on this application. In these figures I_{CM} represents the highest repetitive peak collector current that can occur in the given circuit, e.g. during overload.

The total power dissipation for a limit-case transistor is given in Fig. 5 which applies for a mounting base temperature of 100 °C. The required thermal resistance for the heatsink can be calculated from

$$R_{th\ mb\text{-}a} = \frac{100 - T_{amb\ max}}{P_{tot}}$$

To ensure thermal stability the minimum value of T_{amb} in the above equation is 40 °C.

A practical SMPS output circuit for an output power in the order of 400 W is given in Fig. 2.

At a collector current of 5 A and a base current of 1 A in this circuit the following turn-off times can be expected.

			T_{mb} = 25 °C	100 °C	
Storage time	t_s	typ	2	2,7	μs
Fall time	t_f	typ	0,18	0,5	μs

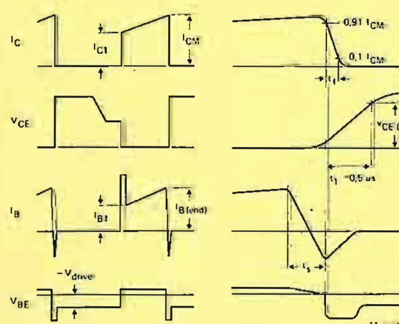


Fig. 1 Relevant waveforms of switching transistor.

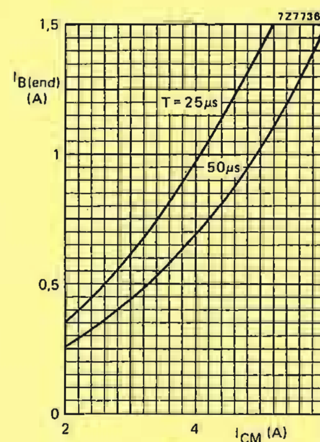


Fig. 3.

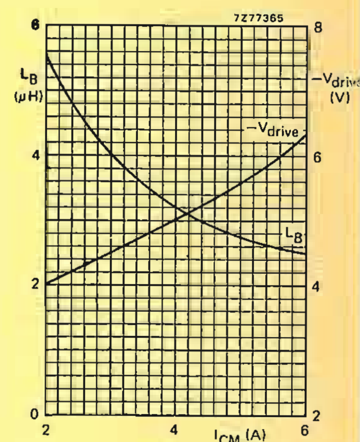


Fig. 4.

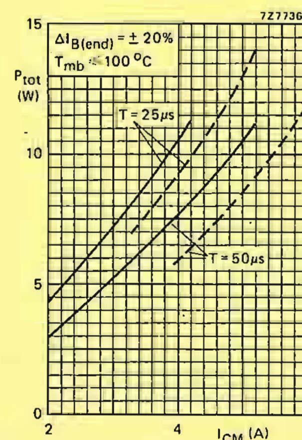


Fig. 5.

Fig. 3 Recommended nominal "end" value of the base current versus maximum peak collector current.

Fig. 4 Minimum required base inductance and recommended negative drive voltage versus maximum peak collector current.

Fig. 5 Maximum total power dissipation of a limit-case transistor if the base current is chosen in accordance with Fig. 3. Solid lines for transformer drive and dotted lines for collector-coupled current drive.

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High-voltage, high-speed, glass-passivated n-p-n power transistors in a TO-3 envelope, intended for use in converters, inverters, switching regulators, motor control systems etc.

QUICK REFERENCE DATA

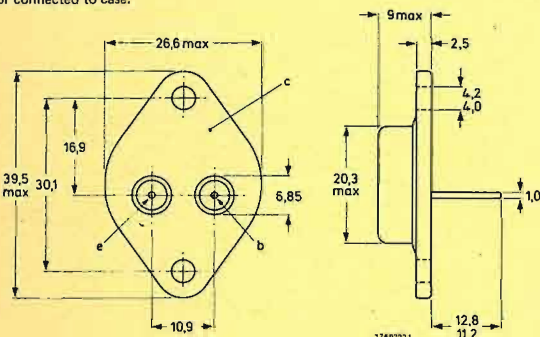
			BUS13	BUS13A	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	15		A
Collector current (peak value) t_p < 2 ms	I_{CM}	max.	30		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	175		W
Collector-emitter saturation voltage					
I_C = 10 A; I_B = 2 A	V_{CEsat}	<	1,5	–	V
I_C = 8 A; I_B = 1,6 A	V_{CEsat}	<	–	1,5	V
Fall time					
I_{Con} = 10 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 2 A	t_f	<	0,8	–	μs
I_{Con} = 8 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 1,6 A	t_f	<	–	0,8	μs

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-3.

Collector connected to case.



RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BUS13	BUS13A	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	15		A
Collector current (peak value); t_p < 2 ms	I_{CM}	max.	30		A
Base current (d.c.)	I_B	max.	6		A
Base current (peak value); t_p < 2 ms	I_{BM}	max.	9		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	175		W
Storage temperature	T_{stg}		–65 to +200		°C
Junction temperature	T_j	max.	200		°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$	=	1,0	K/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current *				
V_{CE} = $V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0	I_{CES}	<	1	mA
V_{CE} = $V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0; T_j = 125 °C	I_{CES}	<	4	mA
Emitter cut-off current				
I_C = 0; V_{EB} = 9 V	I_{EBO}	<	10	mA

			BUS13	BUS13A	
Saturation voltages					
I_C = 10 A; I_B = 2 A	V_{CEsat}	<	1,5	–	V
I_C = 8 A; I_B = 1,6 A	V_{CEsat}	<	–	1,5	V
I_C = 10 A; I_B = 2 A	V_{BEsat}	<	1,6	–	V
I_C = 8 A; I_B = 1,6 A	V_{BEsat}	<	–	1,6	V
Collector-emitter sustaining voltage					
I_C = 100 mA; I_{Boff} = 0; L = 25 mH	$V_{CEOsust}$	>	400	450	V

* Measured with a half sine-wave voltage (curve tracer).

CHARACTERISTICS (continued)

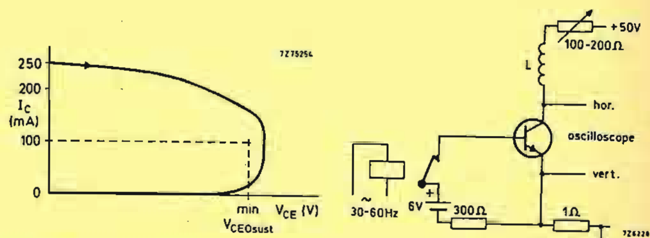


Fig. 2 Oscilloscope display for sustaining voltage.

Fig. 3 Test circuit for $V_{CEOsust}$.

		BUS13	BUS13A	
Switching times				
I_{Con} = 10 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 2 A				
Turn-on time	t_{on}	< 1	–	μs
Turn-off: Storage time	t_s	< 4	–	μs
Fall time	t_f	< 0,8	–	μs
Switching times				
I_{Con} = 8 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 1,6 A				
Turn-on time	t_{on}	< –	1	μs
Turn-off: Storage time	t_s	< –	4	μs
Fall time	t_f	< –	0,8	μs

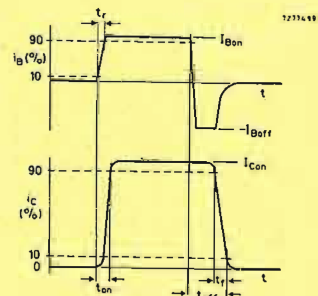


Fig. 4 Waveforms.

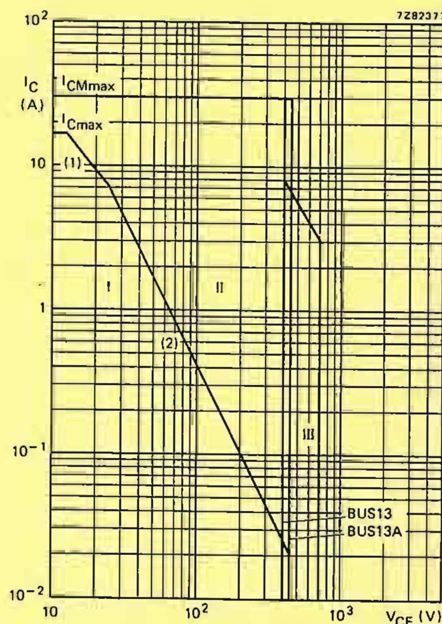


Fig. 5 Safe Operating ARea at T_{mb} ≤ 25 °C.

(1) $P_{tot\,max}$ line.
(2) Second-breakdown limits (independent of temperature).

I Region of permissible d.c. operation
II Permissible extension for repetitive pulse operation
III Area of permissible operation during turn-on in single transistor converters, provided R_{BE} ≤ 100 Ω and t_p ≤ 0,6 μs

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High-voltage, high-speed, glass-passivated n-p-n power transistors in a TO-3 envelope, indended for use in converters, inverters, switching regulators, motor control systems etc.

QUICK REFERENCE DATA

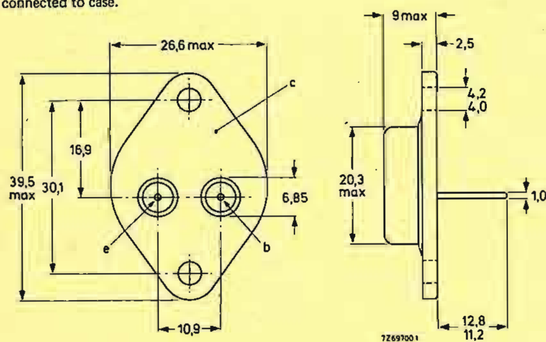
			BUS14	BUS14A	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	30		A
Collector current (peak value) $t_p \leq 2$ ms	I_{CM}	max.	50		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	250		W
Collector-emitter saturation voltage					
I_C = 20 A; I_B = 4 A	V_{CEsat}	<	1,5	–	V
I_C = 16 A; I_B = 3,2 A	V_{CEsat}	<	–	1,5	V
Fall time					
I_{Con} = 20 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 4 A	t_f	<	0,8	–	µs
I_{Con} = 16 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 3,2 A	t_f	<	–	0,8	µs

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-3.

Collector connected to case.



RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BUS14	BUS14A	
Collector-emitter voltage (V_{BE} = 0, peak value)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	30		A
Collector current (peak value); t_p < 2 ms	I_{CM}	max.	50		A
Base current (d.c.)	I_B	max.	6		A
Base current (peak value); t_p < 2 ms	I_{BM}	max.	10		A
Total power dissipation up to T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	250		W
Storage temperature	T_{stg}		–65 to +200		°C
Junction temperature	T_j	max.	200		°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\,j\text{-}mb}$	=	0,7	K/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current *				
V_{CE} = $V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0	I_{CES}	<	1	mA
V_{CE} = $V_{CESMmax}$; V_{BE} = 0; T_j = 125 °C	I_{CES}	<	5	mA
Emitter cut-off current				
I_C = 0; V_{EB} = 9 V	I_{EBO}	<	10	mA

			BUS14	BUS14A	
Saturation voltages					
I_C = 20 A; I_B = 4 A	V_{CEsat}	<	1,5	–	V
I_C = 16 A; I_B = 3,2 A	V_{CEsat}	<	–	1,5	V
I_C = 20 A; I_B = 4 A	V_{BEsat}	<	1,7	–	V
I_C = 16 A; I_B = 3,2 A	V_{BEsat}	<	–	1,7	V
Collector-emitter sustaining voltage					
I_C = 100 mA; I_{Boff} = 0; L = 25 mH	$V_{CEOsust}$	>	400	450	V

* Measured with a half sine-wave voltage (curve tracer).

CHARACTERISTICS (continued)

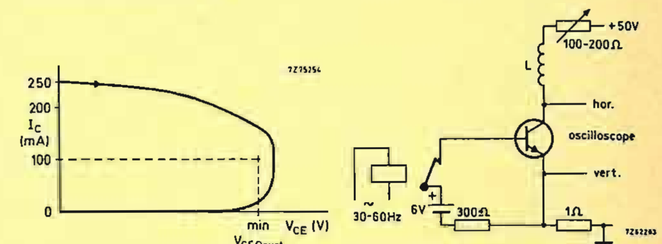


Fig. 2 Oscilloscope display for sustaining voltage.

Fig. 3 Test circuit for $V_{CEOsust}$.

			BUS14	BUS14A	
Switching times					
I_{Con} = 20 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 4 A					
Turn-on time	t_{on}	<	1	–	µs
Turn-off: Storage time	t_s	<	4	–	µs
Fall time	t_f	<	0,8	–	µs
Switching times					
I_{Con} = 16 A; I_{Bon} = $-I_{Boff}$ = 3,2 A					
Turn-on time	t_{on}	<	–	1	µs
Turn-off: Storage time	t_s	<	–	4	µs
Fall time	t_f	<	–	0,8	µs

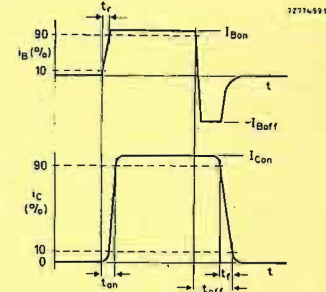


Fig. 4 Waveforms.

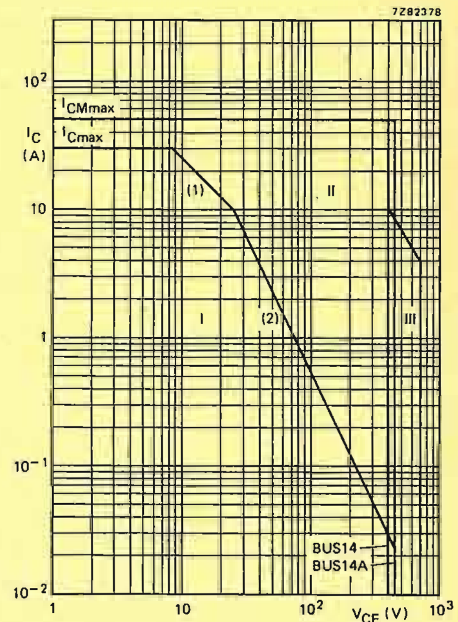


Fig. 5 Safe Operating ARea at $T_{mb} \leq 25$ °C.

(1) $P_{tot\,max}$ line.
(2) Second-breakdown limits (independent of temperature).
I Region of permissible d.c. operation
II Permissible extension for repetitive pulse operation
III Area of permissible operation during turn-on in single transistor converters, provided $R_{BE} \leq 100\ \Omega$ and $t_p \leq 0,6$ µs

CONTROL CIRCUIT FOR POWER SUPPLIES

The TDA2582 is a monolithic integrated circuit for controlling power supplies which are provided with the drive for the horizontal deflection stage.

The circuit features the following:

- Voltage controlled horizontal oscillator.
- Phase detector.
- Duty factor control for the negative-going transient of the output signal.
- Duty factor increases from zero to its normal operation value.
- Adjustable maximum duty factor.
- Over-voltage and over-current protection with automatic re-start after switch-off.
- Counting circuit for permanent switch-off when n-times over-current or over-voltage is sensed.
- Protection for open-reference voltage.
- Protection for too low supply voltage.
- Protection against loop faults.
- Positive tracking of duty factor and feedback voltage when the feedback voltage is smaller than the reference voltage minus 1,5 V.
- Normal and 'smooth' remote ON/OFF possibility.

QUICK REFERENCE DATA

Supply voltage	$V_{9\text{-}16}$	typ.	12	V
Supply current	I_9	typ.	14	mA
Input signals				
Horizontal drive pulse (peak-to-peak value)	$V_{3\text{-}16(p\text{-}p)}$		5 to 11	V
Flyback pulse (differentiated deflection current); peak-to-peak value	$V_{2\text{-}16(p\text{-}p)}$		1 to 5	V
External reference voltage	$V_{10\text{-}16}$	typ.	6,1	V
Output signals				
Duty factor of output pulse	δ	>	0	%
		<	98 ± 0,8	%
Output voltage at I_o < 20 mA (peak value)	$V_{11\text{-}16M}$	typ.	11,8	V
Output current (peak value)	I_{11M}	<	40	mA

PACKAGE OUTLINES

TDA2582 : 16-lead DIL; plastic (SOT-38).
TDA2582Q: 16-lead QIL; plastic (SOT-58).

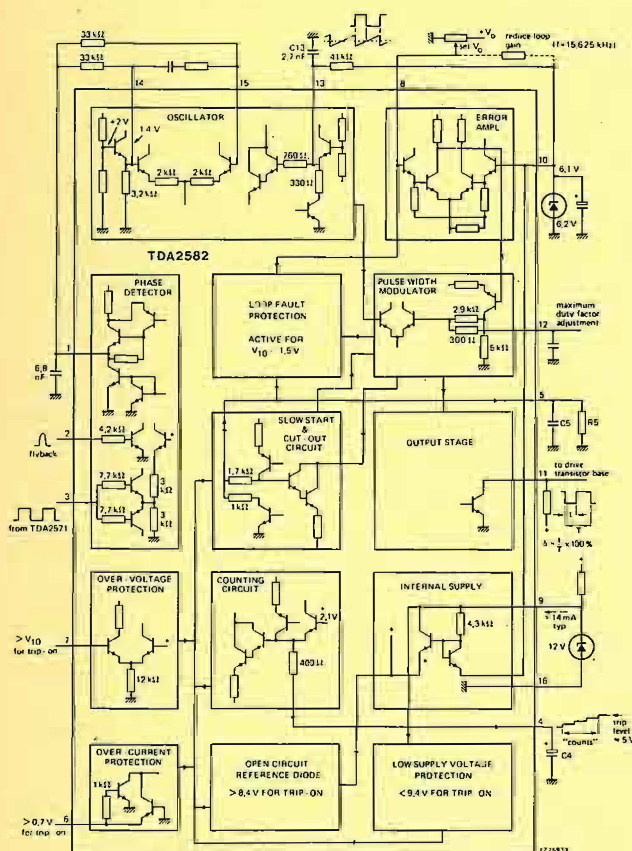


Fig. 1 Block diagram.

Note: trip levels are nominal values.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Supply voltage at pin 9	$V_{9\text{-}16}$	max.	14	V
Voltage at pin 11	$V_{11\text{-}16}$		0 to 14	V
Output current (peak value)	I_{11M}	max.	40	mA
Total power dissipation	P_{tot}	max.	280	mW
Storage temperature	T_{stg}		−25 to + 125	°C
Operating ambient temperature	T_{amb}		−25 to + 80	°C

CHARACTERISTICS

$V_{9\text{-}16}$ = 12 V; $V_{10\text{-}16}$ = 6,1 V; T_{amb} = 25 °C; measured in Fig. 4

Supply voltage range	$V_{9\text{-}16}$	typ.	12	V
			10 to 14	V
Protection voltage too low supply voltage	$V_{9\text{-}16}$	typ.	9,4	V
			8,6 to 9,9	V
Supply current at δ = 50%	I_9	typ.	14	mA
Supply current during protection	I_9	typ.	14	mA
Minimum required supply current (note 1)	I_9	<	17	mA
Power consumption	P	typ.	170	mW
Required input signals				
Reference voltage (note 2)	$V_{10\text{-}16}$	typ.	6,1	V*
			5,6 to 6,6	V
Feedback input impedance	$\lvert Z_{8\text{-}16}\rvert$	typ.	200	kΩ
High reference voltage protection: threshold voltage	$V_{10\text{-}16}$	typ.	8,4	V
			7,9 to 8,9	V
Horizontal reference signal (square-wave or differentiated; negative transient is reference)				
Voltage driven (peak-to-peak value)	$V_{3\text{-}16(p\text{-}p)}$		5 to 12	V
Current driven (peak value)	I_{3M}		−1 to + 1,5	mA
Switching level current	$\pm I_3$	<	100	µA
Flyback pulse or differential deflection current	$V_{2\text{-}16}$		1 to 5	V
Flyback pulse current (peak value)	I_{2M}	<	1,5	mA
Over-current protection: (note 3) threshold voltage	$-V_{6\text{-}16}$	typ.	640	mV
			600 to 695	mV
	$+V_{6\text{-}16}$	typ.	680	mV
			640 to 735	mV

Notes

1. This value refers to the minimum required supply current that will start all devices under the following conditions: $V_{9\text{-}16}$ = 10 V; $V_{10\text{-}16}$= 6,2 V; δ = 50%.
2. Voltage obtained via an external reference diode. Specified voltages do not refer to the nominal voltages of reference diodes.
3. This spread is inclusive temperature rise of the IC due to warming up. For other ambient temperatures the values must be corrected by using a temperature coefficient of typical −1,85 mV/°C.

Over-voltage protection: (V_{ref} = $V_{10\text{-}16}$) threshold voltage	$V_{7\text{-}16}$	typ.	V_{ref}−60	mV
			V_{ref}−130 to V_{ref}−0	mV
Remote control voltage; switch-off (note 1)	$V_{4\text{-}16}$	>	5,6	V
Remote control voltage; switch-on	$V_{4\text{-}16}$	<	4,5	V
'Smooth' remote control; switch-off (note 2)	$V_{5\text{-}16}$	>	4,5	V
'Smooth' remote control; switch-on	$V_{5\text{-}16}$	<	3	V
Remote control switch-off current	I_4	<	1	mA
Delivered output signals				
Horizontal drive pulse (loaded with a resistor of 560 Ω to + 12 V peak-to-peak value	$V_{11\text{-}16(p\text{-}p)}$	>	11,6	V
Output current; peak value	I_{11M}	<	40	mA
Saturation voltage of output transistor at I_{11} = 20 mA	V_{CEsat}	typ.	200	mV
		<	400	mV
at I_{11} = 40 mA	V_{CEsat}	<	525	mV
Duty factor of output pulse (note 3)	δ	>	0	%
		<	98 ± 0,8	%
Charge current for capacitor on pin 4	I_4	typ.	110	µA
Charge current for capacitor on pin 5	I_5	typ.	120	µA
Supply current for reference	I_{10}	typ.	1	mA
			0,6 to 1,45	mA
Oscillator				
Temperature coefficient		typ.	0,0003	°C⁻¹
		<	0,0004	°C⁻¹
Relative frequency deviation for $V_{10\text{-}16}$ changing from 5,6 to 6,6 V		typ.	−1,4	%
		<	−2	%
Oscillator frequency spread (with fixed external components)		<	3	%
Frequency control sensitivity at pin 15 f_{nom} = 15,625 kHz		typ.	5	kHz/V

Notes

1. See function description pin 4 (pages 9 and 10).
2. See function description pin 5 (page 10).
3. The duty factor is specified as follows: $\delta = \frac{t_p}{T} \times 100\%$ (see Fig. 2). After switch-on the duty factor rises gradually from 0% to the steady value. The relationship between $V_{8\text{-}16}$ and the duty factor is given in Fig. 7 and the relationship between $V_{12\text{-}16}$ and the duty factor is shown in Fig. 9.

$$\delta = \frac{t_p}{T} \times 100\%.$$

Fig. 2.

Phase control loop

Loop gain of APC-system (automatic phase control) *		typ.	5 kHz/µs
Catching range (f_{nom} = 15,625 kHz)	Δf	> 1300 Hz < 2100 Hz	
Phase relation between negative transient of sync pulse and middle of flyback	t	typ.	1 µs
Tolerance of phase relation	Δt	<	± 0,4 µs

PINNING

1. Phase detector output
2. Flyback pulse position input
3. Reference frequency input
4. Re-start count capacitor/remote control input
5. Slow start and transfer characteristic for low feedback voltages
6. Over-current protection input
7. Over-voltage protection input
8. Feedback voltage input
9. Positive supply
10. Reference input
11. Output
12. Maximum duty factor adjustment/smoothing
13. Oscillator timing network
14. Reactance stage reference voltage
15. Reactance stage input
16. Negative supply (ground)

* For component values see Fig. 1.

APPLICATION INFORMATION

Fig. 3a.

Fig. 3b.

Lead 6 (pin 10) of circuit TDA2576 connected to lead 2 (pin 14) of circuit TDA2582.

APPLICATION INFORMATION

(1) values depend on V_P

Fig. 4 Circuit diagram.

The function is described against the corresponding pin number

1. Phase detector output

The output circuit consists of a bidirectional current source which is active for the time that the signal on pin 2 exceeds 1 V.
The current values are chosen such that the correct phase relation is obtained when the output signal of the TDA2571 is applied to pin 3.
With a resistor of 2 x 33 kΩ and a capacitor of 2,7 nF the control steepness is 0,55 V/μs (Fig. 4).

2. Flyback pulse input

The signal applied to pin 2 is normally a flyback pulse with a duration of about 12 μs. However, the phase detector system also accepts a signal derived by differentiating the deflection current by means of a small toroidal core (pulse duration > 3 μs).

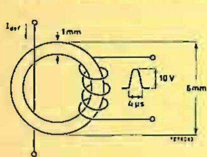


Fig. 5a.

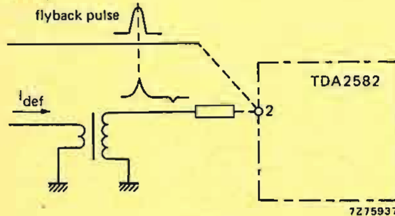


Fig. 5b.

The toroidal transformer in Fig. 5a is for obtaining a pulse representing the mid-flyback from the deflection current. The connection of the picture phase information is shown in Fig. 5b.

3. Reference frequency input

The input circuit can be driven directly by the square-wave output voltage from pin 8 of the TDA2571.
The negative-going transient switches the current source connected to pin 1 from positive to negative.
The input circuit is made such that a differentiated signal of the square-wave from the TDA2571 is also accepted (this enables mains isolation). The input circuit switching level is about 3 V and the input impedance is about 8 kΩ.

4. Re-start count capacitor/remote control input

Counting

An external capacitor (C4 = 47 μF) is connected between pins 4 and 16. This capacitor controls the characteristics of the protection circuits as follows.
If the protection circuits are required to operate, e.g. over-current at pin 6, the duty factor will be set to zero thus turning off the power supply.
After a short interval (determined by the time constant on pin 5) the power supply will be restarted via the slow start circuit.
If the fault condition has cleared, then normal operation will be resumed. If the fault condition is persistent, the duty factor of the pulses is again reduced to zero and the protection cycle is repeated.

The number of times this action is repeated (n) for a persisting fault condition is now determined by: n = C4/C5.

Remote control input

For this application the capacitor on pin 4 has to be replaced by a resistor with a value between 4,7 and 18 kΩ. When the externally applied voltage $V_{4\text{-}16} > 5{,}6$ V, the circuit switches off; switching on occurs when $V_{4\text{-}16} < 4{,}5$ V and the normal starting-up procedure is followed. Pin 4 is internally connected to an emitter-follower, with an emitter voltage of 1,5 V.

5. Slow start and transfer characteristics for low feedback voltages

Slow start

An external shunt capacitor (C5 = 4,7 μF) and resistor (R5 = 270 kΩ) are connected between pins 5 and 16. The network controls the rate at which the duty factor increases from zero to its steady-state value after switch-on. It provides protection against surges in the power transistor.

Transfer characteristic for low feedback voltages

The duty factor transfer characteristic for low feedback voltages can be influenced by R5.
The transfer for three different resistor values is given in Fig. 7.

'Smooth' remote ON/OFF

The ON/OFF information should be applied to pin 5 via a high ohmic resistor, a high OFF-level gives a slow rising voltage at pin 5, which results in a slowly decreasing duty factor.

6. Over-current protection input

A voltage proportional to the current in the power switching device is applied to the integrated circuit between pins 6 and 16. The circuit trips on both positive and negative polarity. When the tripping level is reached, the output pulse is immediately blocked and the starting circuit is activated again.

7. Over-voltage protection input

When the voltage applied to this pin exceeds the threshold level the protection circuit will operate. The tripping level is about the same as the reference voltage on pin 10.

8. Feedback voltage input

The control loop input is applied to pin 8. This pin is internally connected to one input of a differential amplifier, functioning as an amplitude comparator, the other input of which is connected to the reference source on pin 10.
Under normal operating conditions, the voltage on pin 8 will be about equal to the reference voltage on pin 10. For further information refer to the Figs 7 and 8.

9. 12 V positive supply

The maximum voltage that may be applied is 14 V. Where this is derived from an unstabilized supply rail, a regulator diode (12 V) should be connected between pins 9 and 16 to ensure that the maximum voltage does not exceed 14 V. When the voltage on this pin falls below a minimum of 8,6 V (typically 9,4 V), the protection circuit will switch-off the power supply.

10. Reference input

An external reference diode must be connected between this pin and pin 16.
The reference voltage must be between 5,6 and 6,6 V. The IC delivers about 1 mA into the external regulator diode. When the external load on the regulator diode approaches this current, replenishment of the current can be obtained by connecting a suitable resistor between pins 9 and 10. A higher reference voltage value up to 7,5 V is allowed when use is made of a duty factor limiting resistor < 27 kΩ between pins 12 and 16.

11. Output

An external resistor determines the output current fed into the base of the driver transistor. The output circuit uses an n-p-n transistor with 3 series-connected clamping diodes to the internal 12 V supply rail. This provides a low impedance in the "ON" state, that is with the drive transistor turned-off.

12. Maximum duty factor adjustment/smoothing

Maximum duty factor adjustment

Pin 12 is connected to the output voltage of the amplitude comparator ($V_{10\text{-}8}$). This voltage is internally connected to one input of a differential amplifier, the other input of which is connected to the sawtooth voltage of the horizontal oscillator. A high voltage on pin 12 results in a low duty factor. This enables the maximum duty factor to be adjusted by limiting the voltage by connecting pin 12 to the emitter of an n-p-n transistor used as a voltage source.
Fig. 9 plots the maximum duty factor as a function of the voltage applied to pin 12. If some spread is acceptable the maximum duty factor can also be limited by connecting a resistor from pin 12 to pin 16. A resistor of 12 kΩ limits the maximum duty factor to about 50%. This application also reduces the total IC gain.

Smoothing

Any double pulsing of the IC due to circuit layout can be suppressed by connecting a capacitor of about 470 pF between pins 12 and 16.

13. Oscillator timing network

The timing network comprises a capacitor between pins 13 and 16, and a resistor between pin 13 and the reference voltage on pin 10.
The charging current for the capacitor (C13) is derived from the voltage reference diode connected to pin 10 and discharged via an internal resistor of about 330 Ω.

14. Reactance stage reference voltage

This pin is connected to an emitter follower which determines the nominal reference voltage for the reactance stage (1,4 V for reference voltage $V_{10\text{-}16}$ = 6,1 V). Free-running frequency is obtained when pins 14 and 15 are short-circuited.

15. Reactance stage input

The output voltage of the phase detector (pin 1) is connected to pin 15 via a resistor. The voltage applied to pin 15 shifts the upper level of the voltage sensor of the oscillator thus changing the oscillator frequency and phase. The time constant network is connected between 14 and 15.
Control sensitivity is typically 5 kHz/V.

16. Negative supply (ground)

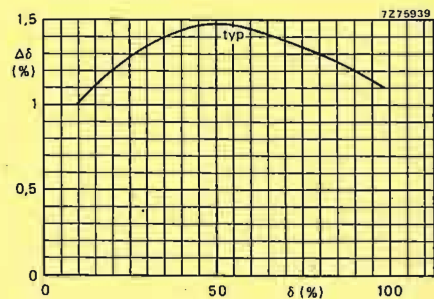


Fig. 6 Duty factor change as a function of initial duty factor; at 1 mV error amplifier input change; $\Delta V_{8\text{-}10(p\text{-}p)}$ = 1 mV.

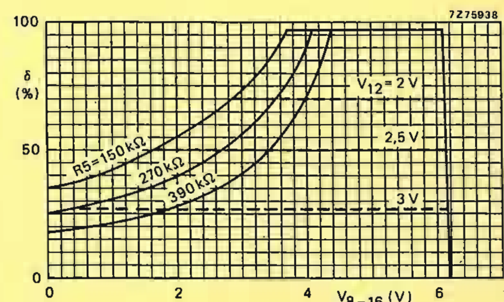


Fig. 7 Duty factor of output pulses as a function of feedback input voltage ($V_{8\text{-}16}$) with R5 as a parameter and $V_{12\text{-}16}$ as a limiting value; $V_{10\text{-}16}$ = 6,1 V.

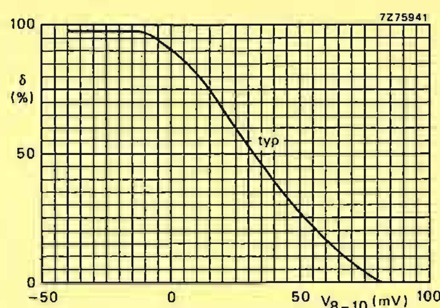


Fig. 8 Duty factor of output pulses as a function of error amplifier input (V_{8-10}); V_{10-16} = 6,1 V.

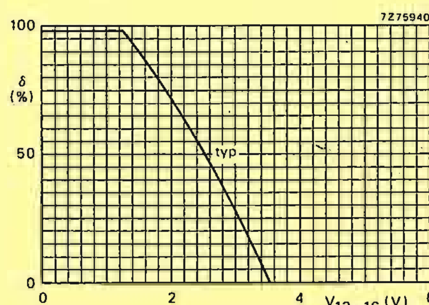
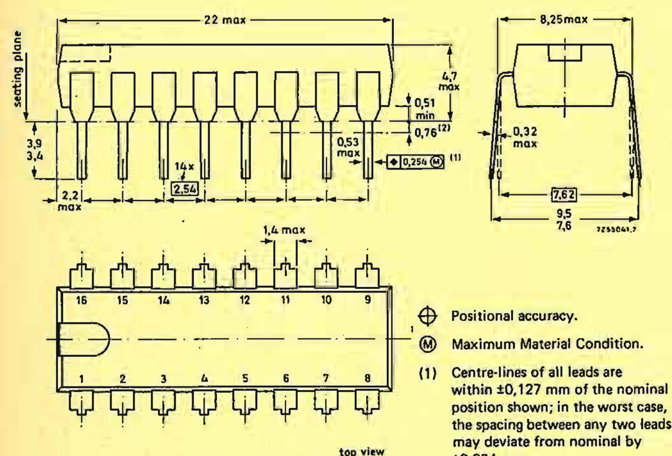


Fig. 9 Maximum duty factor limitation as a function of the voltage applied to pin 12; V_{10-16} = 6,1 V.

16-LEAD DUAL IN-LINE; PLASTIC (SOT-38)



Dimensions in mm

⊕ Positional accuracy.

Ⓜ Maximum Material Condition.

(1) Centre-lines of all leads are within ±0,127 mm of the nominal position shown; in the worst case, the spacing between any two leads may deviate from nominal by ±0,254 mm.

(2) Lead spacing tolerances apply from seating plane to the line indicated.

SOLDERING

1. By hand

Apply the soldering iron below the seating plane (or not more than 2 mm above it).
If its temperature is below 300 °C it must not be in contact for more than 10 seconds; if between 300 °C and 400 °C, for not more than 5 seconds.

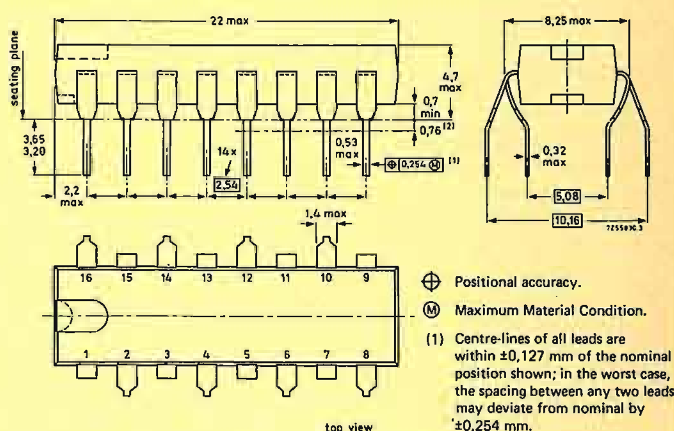
2. By dip or wave

The maximum permissible temperature of the solder is 260 °C; this temperature must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. The total contact time of successive solder waves must not exceed 5 seconds.
The device may be mounted up to the seating plane, but the temperature of the plastic body must not exceed the specified storage maximum. If the printed-circuit board has been pre-heated, forced cooling may be necessary immediately after soldering to keep the temperature within the permissible limit.

3. Repairing soldered joints

The same precautions and limits apply as in (1) above.

16-LEAD QUADRUPLE IN-LINE; PLASTIC (SOT-58)



Dimensions in mm

⊕ Positional accuracy.

Ⓜ Maximum Material Condition.

(1) Centre-lines of all leads are within ±0,127 mm of the nominal position shown; in the worst case, the spacing between any two leads may deviate from nominal by ±0,254 mm.

(2) Lead spacing tolerances apply from seating plane to the line indicated.

SOLDERING

1. By hand

Apply the soldering iron below the seating plane (or not more than 2 mm above it).
If its temperature is below 300 °C it must not be in contact for more than 10 seconds; if between 300 °C and 400 °C, for not more than 5 seconds.

2. By dip or wave

The maximum permissible temperature of the solder is 260 °C; this temperature must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. The total contact time of successive solder waves must not exceed 5 seconds.
The device may be mounted up to the seating plane, but the temperature of the plastic body must not exceed the specified storage maximum. If the printed-circuit board has been pre-heated, forced cooling may be necessary immediately after soldering to keep the temperature within the permissible limit.

3. Repairing soldered joints

The same precautions and limits apply as in (1) above.

INTRODUCTION

Ferroxcube EC-cores are specially designed to meet the stringent demands placed on power supply transformers (e.g. switched-mode power supplies) operating at 10 kHz or higher. At these high frequencies the eddy current losses in the Ferroxcube are very low due to its high resistivity, and the permeability of the Ferroxcube is still the same as at low frequencies. In general, therefore, this means a much smaller transformer can be designed than with laminated iron cores.

EC-cores are supplied in the 3C8 manganese zinc ferrite grade, which meets the main magnetic requirements for power transformer cores, namely:
- high maximum flux density (B) and high relative amplitude permeability (μ_a)
- high resistivity (ρ) to ensure low eddy current losses
- high Curie point, so that magnetic properties are retained at high temperature (up to 200 °C)
- in the operating temperature range (up to 100 °C), losses drop with increasing temperature.

Note: The E-cores E42/21/20, E42/33/20, E55/28/25 and E65/33/27 are also suited for use in power supplies. For data on these cores, see "Ferroxcube transformers cores".

CORE SELECTION

In order to simplify the design of transformers with Ferroxcube EC-cores for switched-mode power supply converters, a set of graphs is given that allows a fairly accurate first design to be made in the minimum of time.
The four graphs are based upon simplified assumptions of normal working conditions. These are:
- the core hot-spot temperature, which occurs in the centre leg, is 40 °C above ambient (ΔT_{cp-a} = 40 °C) and the average winding temperature is 100 °C;
- $F_w/F_R \leq 0,4$ in which
  F_w = ratio of total copper area in the transformer winding to available winding window;
  F_R = ratio of winding a.c. resistance to d.c. resistance;
- the ratio of maximum permissible core peak flux to normal core peak flux ($\phi_{M\,max}/\phi_M$) is constant;
- a 4 mm clearance for creepage distance is allowed at each end of the winding.

Several winding configurations are allowed for in the graphs. In push-pull transformers, all windings contribute to the useful power. They are:
(1 + 1) a single primary and a single secondary;
(1 + 2) a single primary and a split secondary, or
(2 + 1) a split primary and a single secondary;
(2 + 2) a split primary and a split secondary.
For forward converter transformers and flyback converter transformers only the (1 + 1) configuration has been allowed for in the graphs.

It has been assumed that each winding or each half of a split winding, occupies the same space as every other winding. That is, in the (1 + 2) case, each winding occupies 1/3 of the total winding space.

Using the graphs

Select the appropriate graph. Find the intersection of the chosen operating frequency (f) and the required throughput power (P_o). The required core type is that corresponding to the intended winding configuration lying immediately above the intersection.

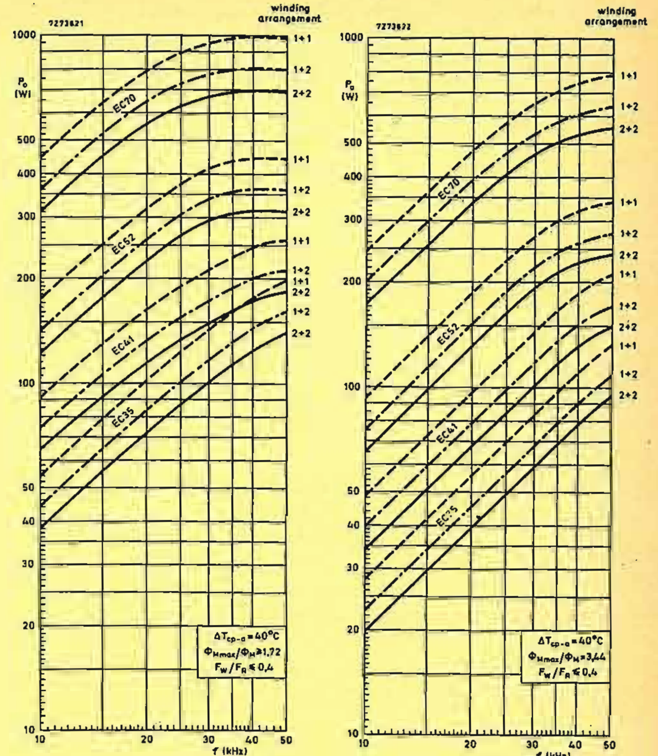
Notes: If the centre-pole temperature rise is other than the 40 °C assumed, then the value of throughput power used for core selection should be modified. The new value, P_o', is given by

$$P_o' = P_o \sqrt{(\Delta T_{cp-a}/40)} = P_o \sqrt{\left\{(100 - T_a)/40\right\}}$$

in which T_a = ambient temperature in °C.

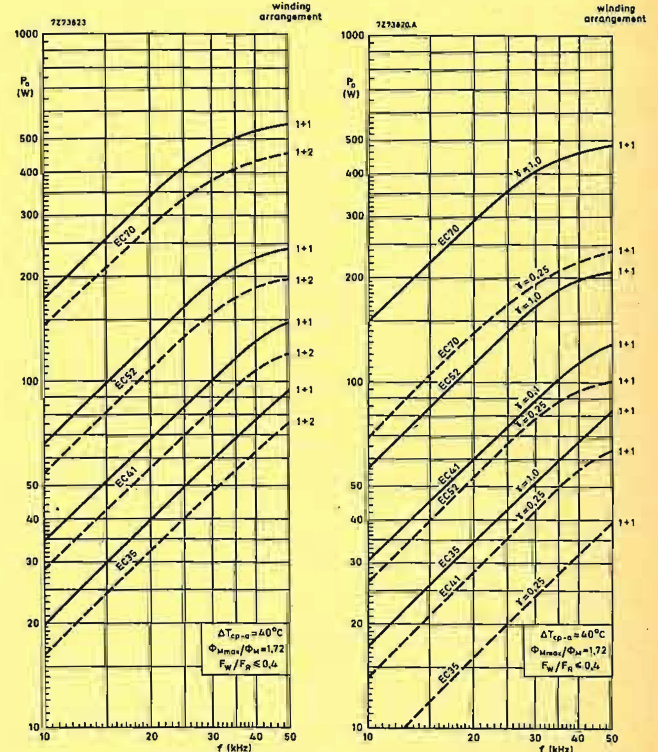
The graph for flyback converter transformers contains the parameter γ, the value of which depends on the converter properties.

Symbol γ indicates the ratio of minimum d.c. output current ($I_{o\,min}$) to maximum d.c. output current ($I_{o\,max}$) [1].
For preliminary core selection an approximate choice of value of γ will suffice.
The value γ = 1 corresponds to the ringing choke type, in which the transformer core flux falls to zero during each cycle.
The value γ = 0,25 corresponds to a flyback converter in which the flux does not fall to zero, even under full load conditions ($I_{o\,min}$ = 25% $I_{o\,max}$).



Balanced push-pull converter transformers.

Unbalanced push-pull converter transformers.



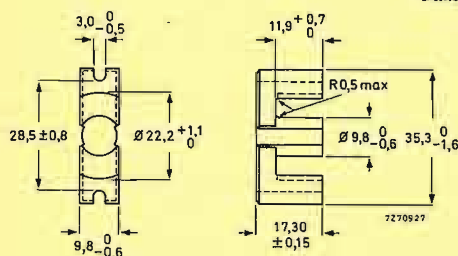
Forward-converter transformers.

Flyback-converter transformers.

[1] Various publications on switched-mode power supplies have used the symbol Δ for this ratio. The symbol γ has been introduced here to avoid confusion with the symbol used for the air gap.

EC-CORE

Dimensions in mm



Ferroxcube grade	3C8
Mass	approx. 18 g
Catalogue number of EC-core without air gap	4322 020 52500
Catalogue number of EC-core with air gap 1,4 ± 0,2 mm	8213 140 25270

DIMENSIONAL PARAMETERS FOR A PAIR OF CORES (assuming nominal dimensions, unless otherwise stated)

Core constant *	C_1	= 0,918 mm^{-1}
Minimum cross-sectional centre pole area	A_{CPmin}	= 66,5 mm^2
Cross-sectional centre pole area	A_{CP}	= 71,0 mm^2
Back and leg cross-sectional area	A_b	= 96,0 mm^2
Centre pole volume	V_{CP}	= 1740 mm^3
Back and leg volume	V_b	= 6040 mm^3
Total core volume	V_f	= 7780 mm^3
Effective magnetic path length *	l_e	= 77,4 mm
Effective cross-sectional area *	A_e	= 84,3 mm^2
Effective core volume *	V_e	= 6530 mm^3

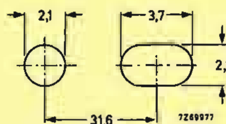
* According to IEC 205.

MAGNETIC PROPERTIES FOR A PAIR OF CORES WITHOUT AIR GAP

Relative amplitude permeability (μ_a) at θ = 100 °C, $\hat{B}$ = 320 mT in A_{CPmin}	> 1000
Permissible induction in centre pole ($\hat{B}$) with min. cross-sectional area, at θ = 100 °C	≤ 320 mT
Resistivity (ρ), measured with d.c. current	≥ 1 Ωm
Curie point	≥ 200 °C
Effective total core loss (P) at f = 25 kHz, θ = 100 °C, $\hat{B}$ = 160 mT	≤ 1,1 W

MOUNTING

The wound coil former and cores may be assembled by means of non-magnetic M2 screws or studs along the grooves provided. The use of a clamping bar is strongly recommended to ensure that the maximum clamping force of 200 N is uniformly distributed over the cross-section of the outer poles.
The assembly studs can be extended for mounting purposes or to support another sub-assembly.

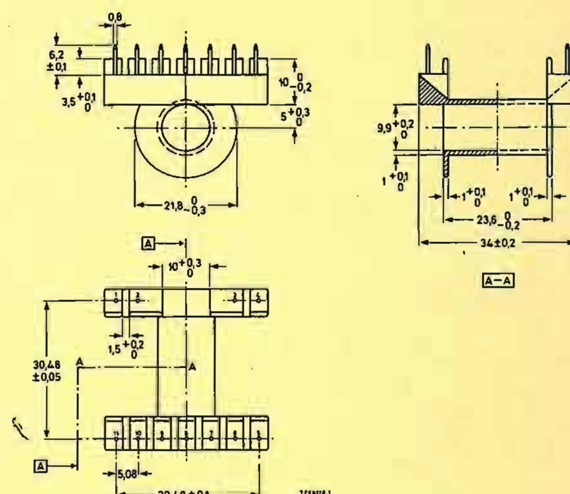


Recommended piercing diagram.

COIL FORMERS

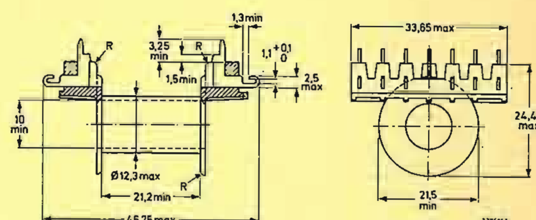
Style 1

Dimensions in mm

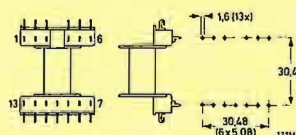


Material	phenolformaldehyde reinforced with glass fibre: brass dip-solder pins
Mounting	horizontal
Minimum window area	97,5 mm^2
Mean length of turn	50 mm
Mass	approx. 6 g
Maximum temperature	140 °C
Catalogue number (coil former with pins)	4322 021 33410

Style 2



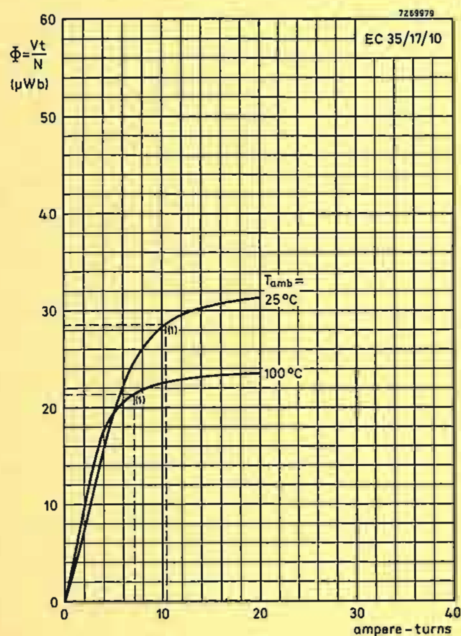
Tag arrangement



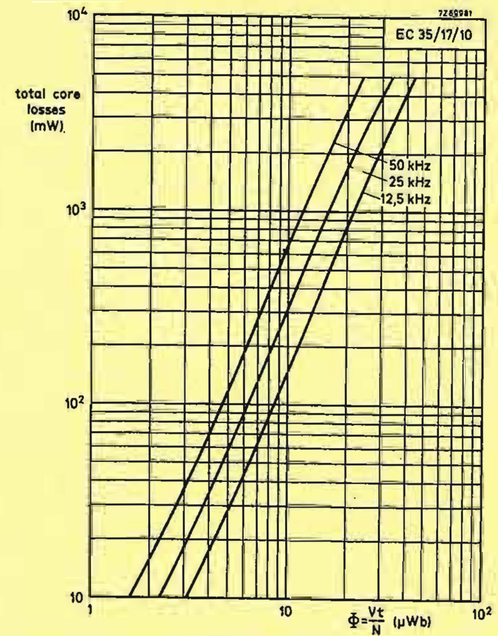
Material	polyteraphthalate, glass fibre reinforced, 13 solder-plated brass tags are inserted.
Mounting	horizontal
Minimum window area	97 mm^2
Mean length of turn	53 mm
Mass	7 g
Flame proof	according to UL-94 V 0
Catalogue number	4322 021 33310

Note
Another coil former for core EC35/17/10 is available: catalogue number 4313 021 04143; information will be supplied on request.

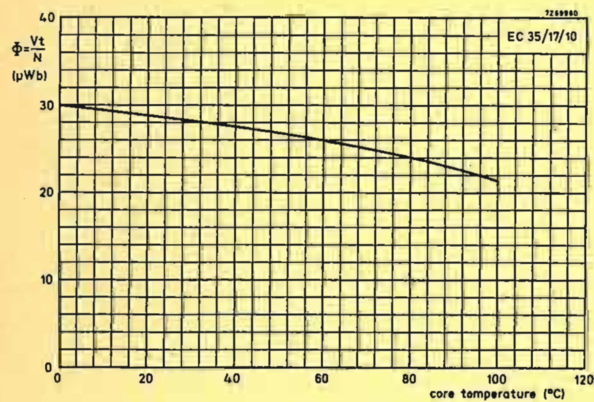
CHARACTERISTIC CURVES



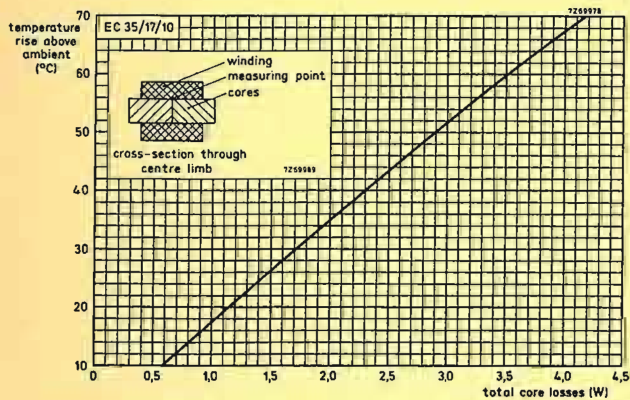
(1) Recommended maximum working flux.
Total flux as a function of ampere-turns.



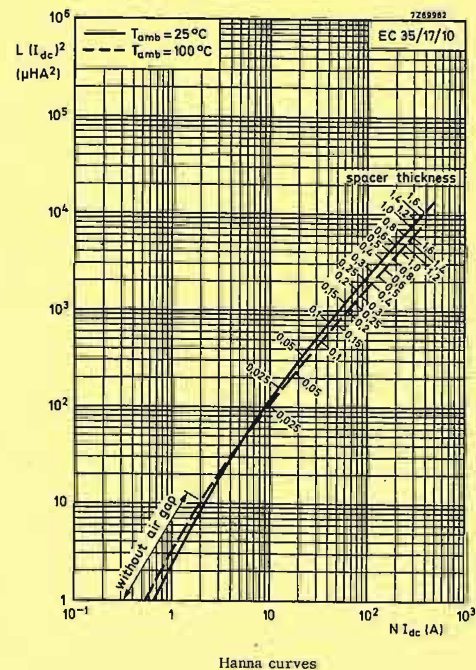
Total core losses as a function of total flux at hot-spot core temperature.



Recommended maximum working flux as a function of core temperature.



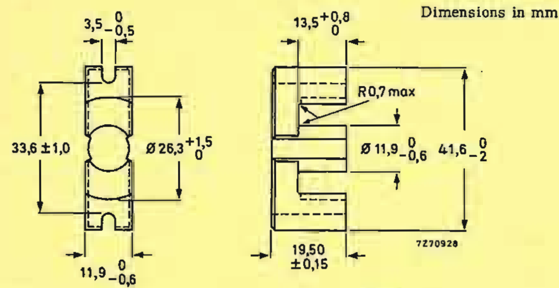
Transformer temperature rise as a function of total core losses, in free air conditions, without heatsink.



Hanna curves

EC-CORE

Dimensions in mm



Ferroxcube grade	3C8
Mass	approx. 26 g
Catalogue number of EC-core without air gap	4322 020 52510
Catalogue number of EC-core with air gap 1,5 ± 0,2 mm	8213 140 25280

DIMENSIONAL PARAMETERS FOR A PAIR OF CORES (assuming nominal dimensions, unless otherwise stated)

Core constant *	C_1	= 0,735 mm^{-1}
Minimum cross-sectional centre pole area	A_{CPmin}	= 100,3 mm^2
Cross-sectional centre pole area	A_{CP}	= 106 mm^2
Back and leg cross-sectional area	A_b	= 130 mm^2
Centre pole volume	V_{CP}	= 2950 mm^3
Back and leg volume	V_b	= 9650 mm^3
Total core volume	V_f	= 12600 mm^3
Effective magnetic path length *	l_e	= 89,3 mm
Effective cross-sectional area *	A_e	= 121 mm^2
Effective core volume *	V_e	= 10800 mm^3

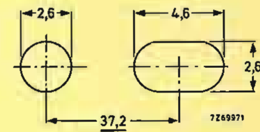
* According to IEC 205.

MAGNETIC PROPERTIES FOR A PAIR OF CORES WITHOUT AIR GAP

Relative amplitude permeability (μ_a) at θ = 100 °C, $\hat{B}$ = 320 mT in A_{CPmin}	> 1000
Permissible induction in centre pole ($\hat{B}$) with min. cross-sectional area, at θ = 100 °C	≤ 320 mT
Resistivity (ρ), measured with d.c. current	≥ 1 Ωm
Curie point	≥ 200 °C
Effective total core loss (P) at f = 25 kHz, θ = 100 °C, $\hat{B}$ = 160 mT	≤ 2,2 W

MOUNTING

The wound coil former and cores may be assembled by means of non-magnetic M2,5 screws or studs along the grooves provided. The use of a clamping bar is strongly recommended to ensure that the maximum clamping force of 250 N is uniformly distributed over the cross-section of the outer poles.
The assembly studs can be extended for mounting purposes or to support another sub-assembly.



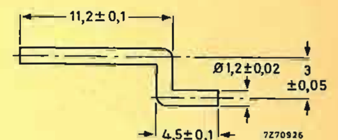
Recommended piercing diagram.

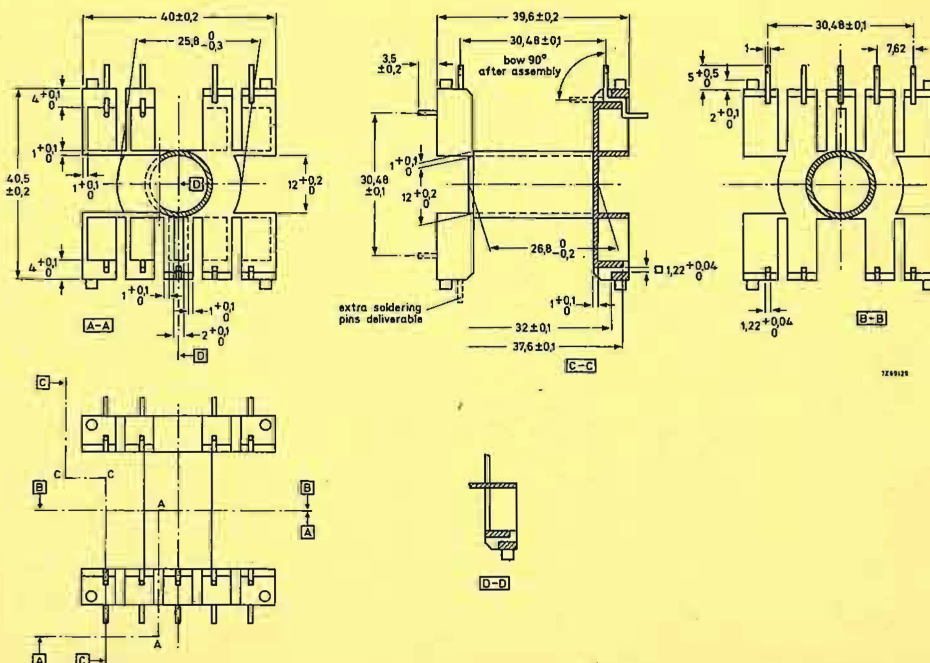
COIL FORMERS

Style 1	
Dimensions in mm	see drawing on the next page
Material	glass-fibre-filled polyamide
Minimum window area	136 mm^2
Mean length of turn	60 mm
Mass, without pins	approx. 10 g
Maximum temperature	120 °C
Catalogue number	8222 294 38660

Note The coil former is supplied without pins. These must be ordered separately under the catalogue number 8222 294 38770. The minimum order quantity is 5000 pins.

Brass dip-solder pin



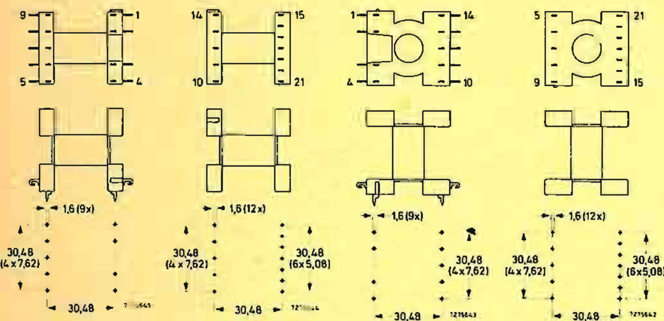


Style 2

Material housing	glass-fibre-filled polyteraphthalate
Material of tags	solder-plated brass
Minimum window area	138 mm²
Mean length of turn	62 mm
Mass, 9 tags inserted	10 g
Flame proof	according to UL-94-V 0
Mounting	horizontal and vertical
Catalogue number	see next page
Tag arrangement	see next page
Dimensions in mm	

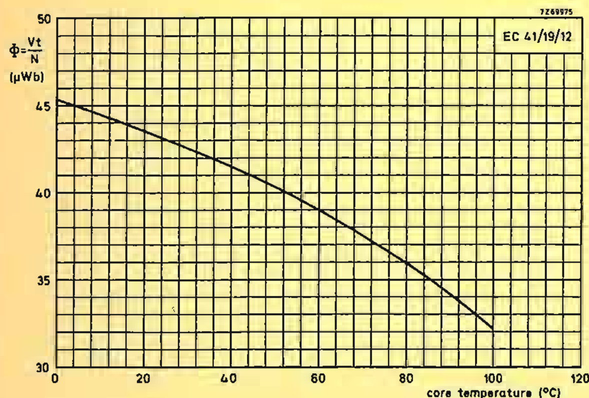
Tag arrangement

Horizontal mounting		Vertical mounting	
9 tags inserted	for 12 tags*	9 tags inserted	for 12 tags*
catalogue no.	catalogue no.	catalogue no.	catalogue no.
4322 021 33320	4322 021 33010	4322 021 33350	4322 021 33010



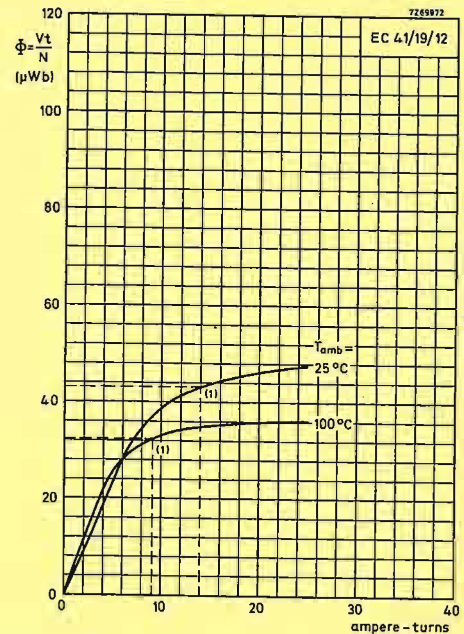
* Tags, catalogue number 4322 021 33060 should be ordered separately.

Note
Another coil former for core EC41/19/12 is available: catalogue number 4313 021 04153; information will be supplied on request.

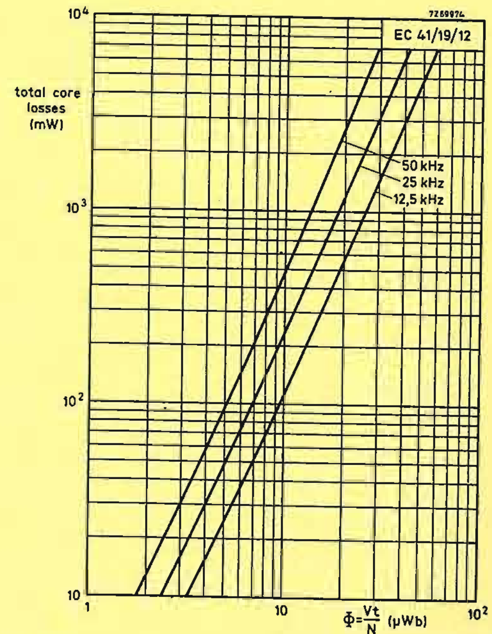


Recommended maximum working flux as a function of core temperature.

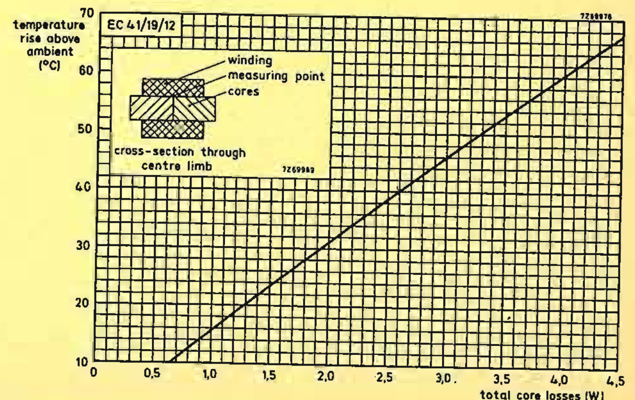
CHARACTERISTIC CURVES



(1) Recommended maximum working flux.
Total flux as a function of ampere-turns.

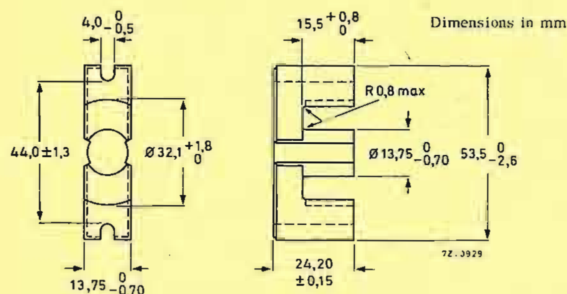


Total core losses as a function of total flux at hot-spot core temperature.



Transformer temperature rise as a function of total core losses, in free air conditions, without heatsink.

EC-CORE



Ferroxcube grade	3C8
Mass	approx. 55,5 g
Catalogue number of EC-core without air gap	4322 020 52520
Catalogue number of EC-core with air gap 2,3 ± 0,2 mm	8213 140 25290

DIMENSIONAL PARAMETERS FOR A PAIR OF CORES (assuming nominal dimensions, unless otherwise stated)

Core constant *	C_1	= 0,581 mm^{-1}
Minimum cross-sectional centre pole area	A_{CPmin}	= 133,8 mm^2
Cross-sectional centre pole area	A_{CP}	= 141,0 mm^2
Back and leg cross-sectional area	A_b	= 222,0 mm^2
Centre pole volume	V_{CP}	= 4480 mm^3
Back and leg volume	V_b	= 19820 mm^3
Total core volume	V_f	= 24300 mm^3
Effective magnetic path length *	l_e	= 105 mm
Effective cross-sectional area *	A_e	= 180 mm^2
Effective core volume *	V_e	= 18800 mm^3

* According to IEC 205.

MAGNETIC PROPERTIES FOR A PAIR OF CORES WITHOUT AIR GAP

Relative amplitude permeability (μ_a) at θ = 100 °C, $\hat{B}$ = 320 mT in A_{CPmin}	> 1000
Permissible induction in centre pole ($\hat{B}$) with min. cross-sectional area, at θ = 100 °C	≤ 320 mT
Resistivity (ρ), measured with d.c. current	≥ 1 Ωm
Curie point	≥ 200 °C
Effective total core loss (P) at f = 25 kHz, θ = 100 °C, $\hat{B}$ = 160 mT	≤ 2,7 W

MOUNTING

The wound coil former and cores may be assembled by means of non-magnetic M3 screws or studs along the grooves provided. The use of a clamping bar is strongly recommended to ensure that the maximum clamping force of 400 N is uniformly distributed over the cross-section of the outer poles.
The assembly studs can be extended for mounting purposes or to support another sub-assembly.

3,1 5,7 3,1 48,1

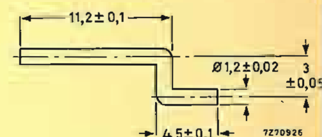
Recommended piercing diagram.

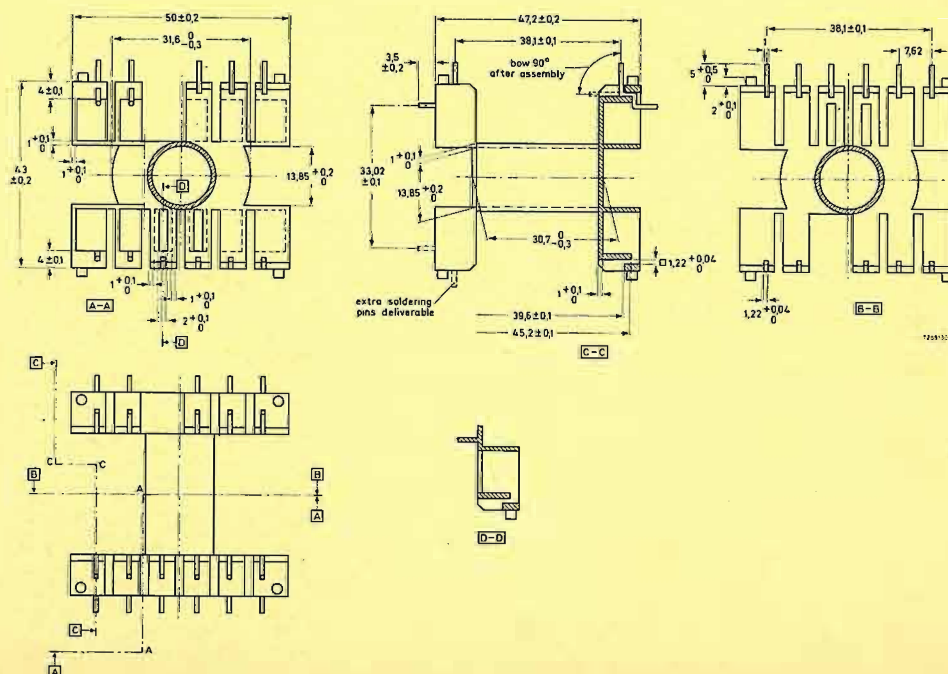
COIL FORMERS

Style 1	
Dimensions in mm	see drawing on the next page
Material	glass-fibre-filled polyamide
Minimum window area	212 mm^2
Mean length of turn	73 mm
Mass, without pins	approx. 15 g
Maximum temperature	120 °C
Catalogue number	8222 294 38670

Note The coil former is supplied without pins. These must be ordered separately under the catalogue number 8222 294 38770. The minimum order quantity is 5000 pins.

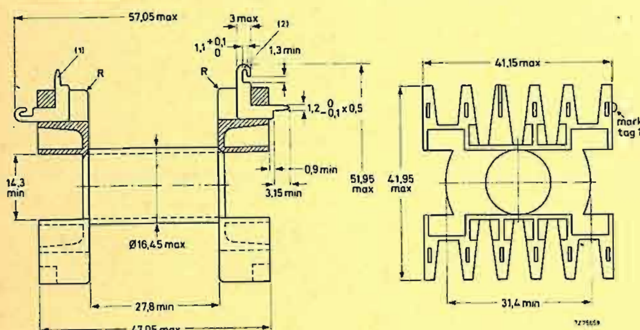
Brass dip-solder pin





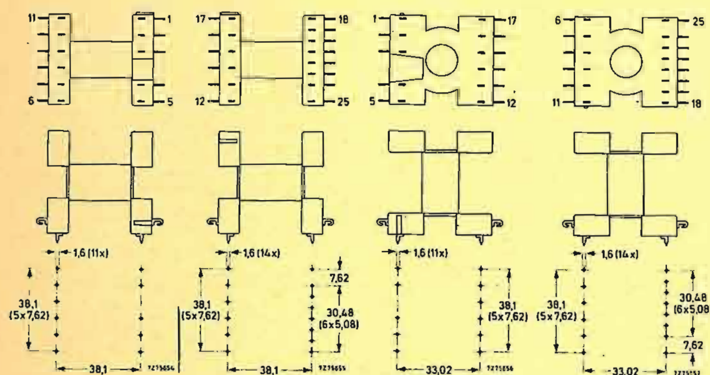
Style 2

Material of housing	glass-fibre-filled polyteraphthalate
Material of tags	solder-plated brass
Minimum window area	210 mm²
Mean length of turn	70 mm
Mass, 11 tags inserted	18 g
Flame proof	according to UL-94-V 0
Mounting	horizontal and vertical
Catalogue number	see next page
Tag arrangement	see next page
Dimensions in mm	



Tag arrangement

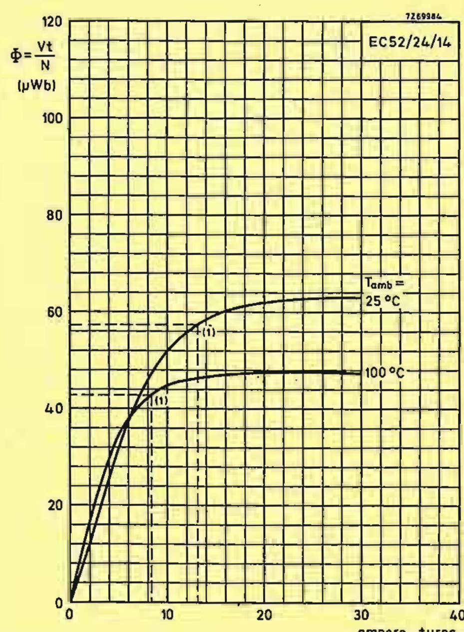
Horizontal mounting		Vertical mounting	
11 tags inserted	for 14 tags*	11 tags inserted	for 14 tags*
catalogue no.	catalogue no.	catalogue no.	catalogue no.
4322 021 33330	4322 021 33020	4322 021 33360	4322 021 33020



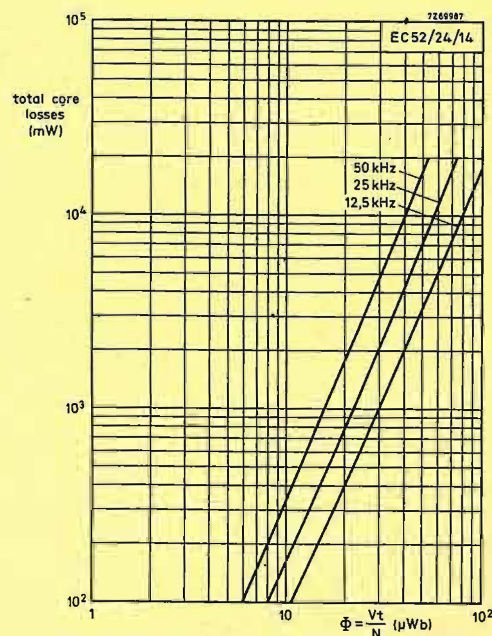
* Tags, catalogue number 4322 021 33070 should be ordered separately.

Note
Another coil former for core EC52/24/14 is available: catalogue number 4313 021 04163; information will be supplied on request.

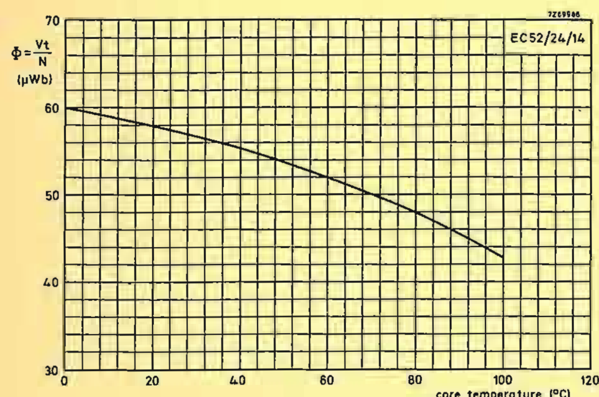
CHARACTERISTIC CURVES



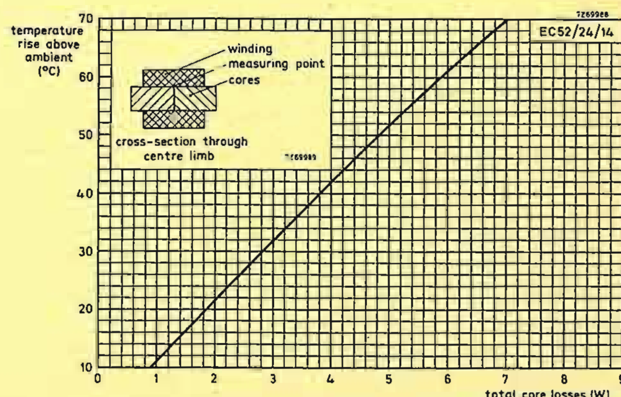
(1) Recommended maximum working flux.
Total flux as a function of ampere-turns.



Total core losses as a function of total flux at hot-spot core temperature.



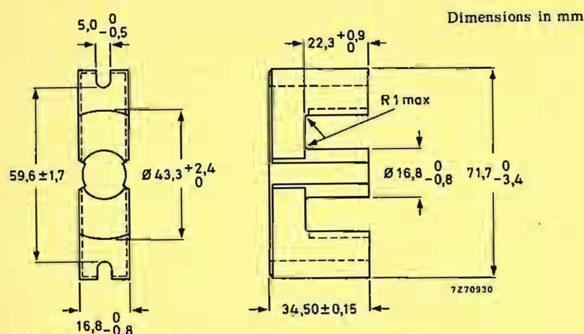
Recommended maximum working flux as a function of core temperature.



Transformer temperature rise as a function of total core losses, in free air conditions, without heatsink.

EC-CORE

Dimensions in mm



Ferroxcube grade	3C8
Mass	approx. 126,5 g
Catalogue number of EC-core without air gap	4322 020 52530
Catalogue number of EC-core with air gap 4,85 ± 0,2 mm	8213 140 25300

DIMENSIONAL PARAMETERS FOR A PAIR OF CORES (assuming nominal dimensions, unless otherwise stated)

Core constant *	C_1	$= 0,514\ mm^{-1}$
Minimum cross-sectional centre pole area	A_{CPmin}	$= 201,1\ mm^2$
Cross-sectional centre pole area	A_{CP}	$= 211,0\ mm^2$
Back and leg cross-sectional area	A_b	$= 386,0\ mm^2$
Centre pole volume	V_{CP}	$= 9600\ mm^3$
Back and leg volume	V_b	$= 46000\ mm^3$
Total core volume	V_f	$= 55600\ mm^3$
Effective magnetic path length *	l_e	$= 144$ mm
Effective cross-sectional area *	A_e	$= 279\ mm^2$
Effective core volume *	V_e	$= 40100\ mm^3$

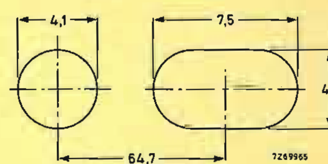
* According to IEC 205.

MAGNETIC PROPERTIES FOR A PAIR OF CORES WITHOUT AIR GAP

Relative amplitude permeability (μ_a) at θ = 100 °C, $\hat{B}$ = 320 mT in A_{CPmin}	~ 1000
Permissible induction in centre pole ($\hat{B}$) with min. cross-sectional area, at θ = 100 °C	≤ 320 mT
Resistivity (ρ), measured with d.c. current	≥ 1 Ωm
Curie point	≥ 200 °C
Effective total core loss (P) at f = 25 kHz, θ = 100 °C, $\hat{B}$ = 160 mT	≤ 5 W

MOUNTING

The wound coil former and cores may be assembled by means of non-magnetic M4 screws or studs along the grooves provided. The use of a clamping bar is strongly recommended to ensure that the maximum clamping force of 600 N is uniformly distributed over the cross-section of the outer poles.
The assembly studs can be extended for mounting purposes or to support another sub-assembly.



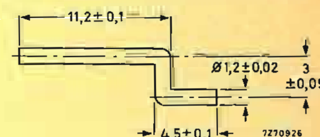
Recommended piercing diagram.

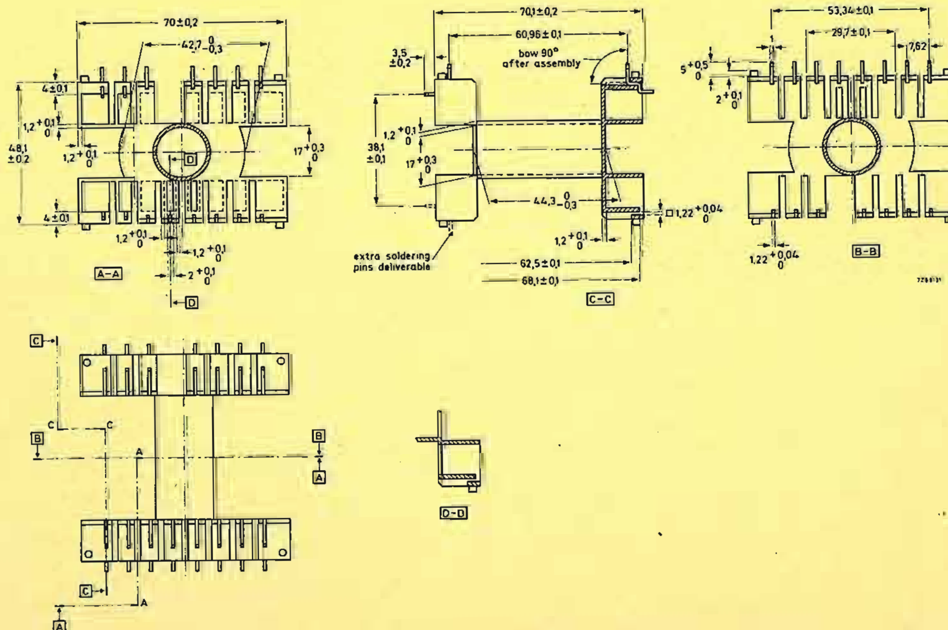
COIL FORMERS

Style 1	
Dimensions in mm	see drawing on the next page
Material	glass-fibre-filled polyamide
Minimum window area	$466\ mm^2$
Mean length of turn	95 mm
Mass, without pins	approx. 35 g
Maximum temperature	120 °C
Catalogue number	8222 294 38680

Note The coil former is supplied without pins. These must be ordered separately under the catalogue number 8222 294 38770. The minimum order quantity is 5000 pins.

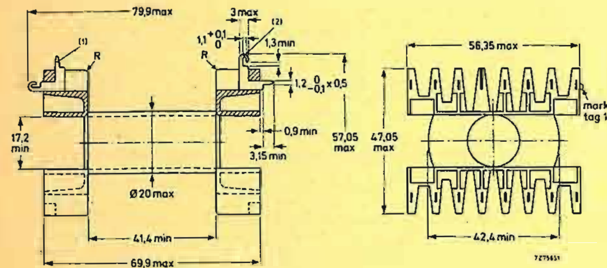
Brass dip-solder pin





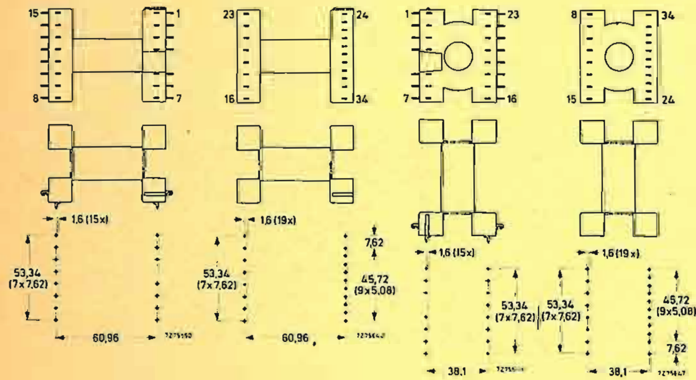
Style 2

Material of housing	glass-fibre-filled polyteraphthalate
Material of tags	solder-plated brass
Minimum window area	464 mm²
Mean length of turn	96 mm
Mass, 15 tags inserted	approx. 36 g
Flame proof	according to UL-94-V 0
Mounting	horizontal and vertical
Catalogue numbers	see next page
Tag arrangement	see next page
Dimensions in mm	



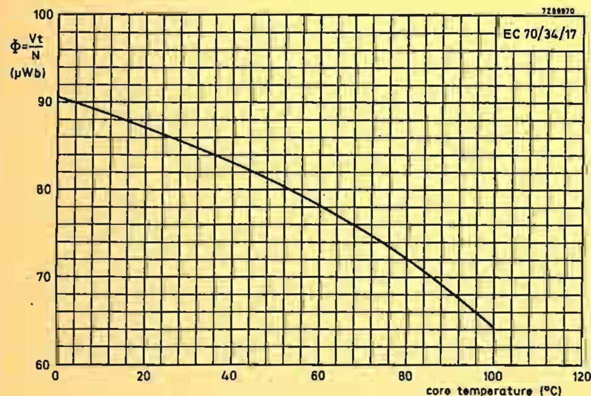
Tag arrangement

Horizontal mounting		Vertical mounting	
15 tags inserted	for 19 tags*	15 tags inserted	for 19 tags*
catalogue no.	catalogue no.	catalogue no.	catalogue no.
4322 021 33340	4322 021 33030	4322 021 33370	4322 021 33030



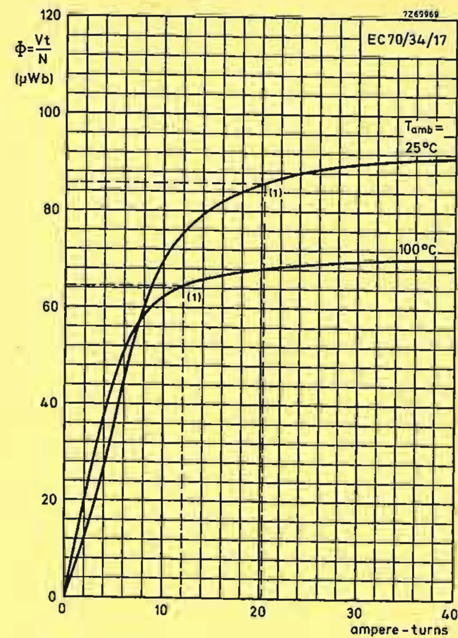
* Tags, catalogue number 4322 021 33070 should be ordered separately.

Note
Another coil former for core EC70/34/17 is available: catalogue number 4313 021 04173; information will be supplied on request.

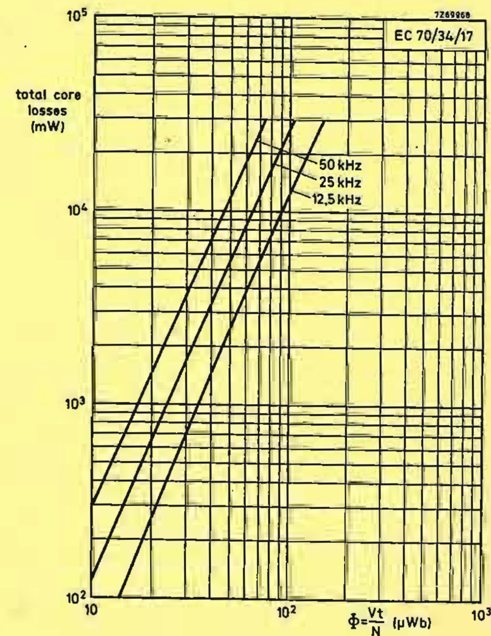


Recommended maximum working flux as a function of core temperature.

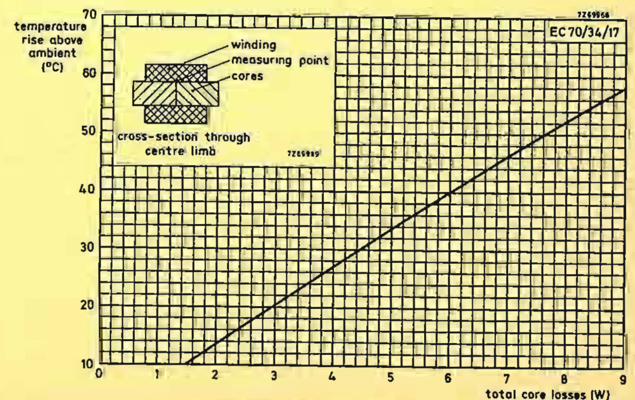
CHARACTERISTIC CURVES



(1) Recommended maximum working flux.
Total flux as a function of ampere-turns.



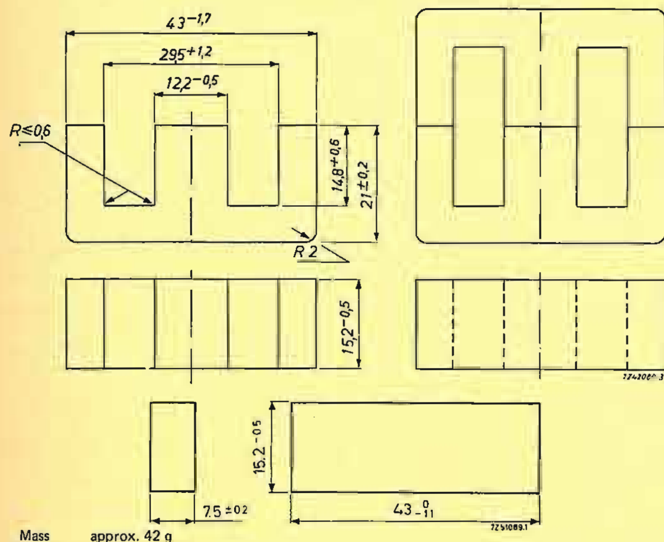
Total core losses as a function of total flux at hot-spot core temperature.



Transformer temperature rise as a function of total core losses, in free air conditions, without heatsink.

E- AND I-CORES

Dimensions in mm
According to DIN 41295.
E-core E42/21/15



Mass approx. 42 g

VERSIONS

Ferroxcube grade	3E1	3C8	
Catalogue number of E-core	4322 020 34850	4312 020 34110	
Catalogue number of E-core			
with air gap 0,25 ± 0,015	4322 020 34740		
with air gap 0,50 ± 0,015	4322 020 34750		
with air gap 1,4 ± 0,1		4312 020 34280	←
with air gap in one of the outer legs 0,8 ± 0,05		4312 020 34370	←
Catalogue number of I-core	4322 020 37320		

SHELL TYPE TRANSFORMERS EE42/42/15 AND EI42/29/15

A transformer core can be built up by combining an even number of E-cores. A shape that is often chosen is the shell type transformer EE42/42/15 composed of two cores type E42/21 15 or the E-I combination EI42/29/15.

Effective parameters for a pair of cores

Shell type transformer		EE42/42/15	EI42/29/15
Effective magnetic path length	l_e =	97,0 mm	67,2 mm
Effective cross-sectional area	A_e =	182 mm^2	183 mm^2
Core constant	C_1 (= $\Sigma \frac{l}{A}$) =	0,534 mm^{-1}	0,367 mm^{-1}
Effective core volume	V_e =	17600 mm^3	12300 mm^3

Magnetic properties

For the combination of two E-cores or one E- and one I-core randomly chosen from a batch and pressed together with a force of 280 N, the values given below are guaranteed.

Magnetic properties at 25 ± 10 °C for grade 3E1; Δ = 0

		EE42/42/15	EI42/29/15
	μ_e =	2570-3855 *)	2400-3600
	A_L =	6040-9070	8210-12320
At 4 kHz and $\hat{B}$ between 1,5 and 3 mT	$\eta_B \times 10^3 \leq 1,8\ T^{-1}$		
At 4 kHz and $\hat{B} \leq 0,1$ mT	$\frac{\tan\delta}{\mu_i} \times 10^6 \leq 2,5$		
At 100 kHz and $\hat{B} \leq 0,1$ mT	$\frac{\tan\delta}{\mu_i} \times 10^6 \leq 20$		

Magnetic properties for grade 3C8; Δ = 0

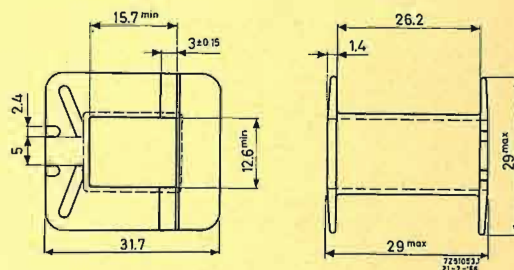
At 16 kHz, $\hat{B}$ = 200 mT and θ = 100 °C	P ≤ 2 W
At 16 kHz, $\hat{B} \geq 315$ mT and θ = 100 °C	$\hat{H}$ = 250 A/m
At 16 kHz, $\hat{B} \geq 90$ mT and θ = 100 °C	$\hat{H}$ = 50 A/m

Note - Number of turns for LmH: $N = \alpha\sqrt{L}$

*) In the temperature range +23 to +70 °C $\mu_e \geq 2575$.

COIL FORMERS

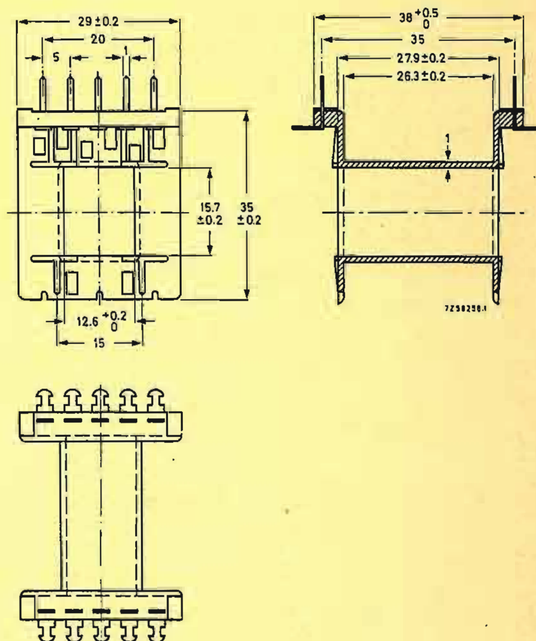
for shell type transformer EE42/42/15 (M42)



catalogue number	4312 021 28622
material	reinforced polyamide
minimum window area in mm^2	178
mean length of turn in mm	93
approximate weight in g	4
maximum temperature in °C	180

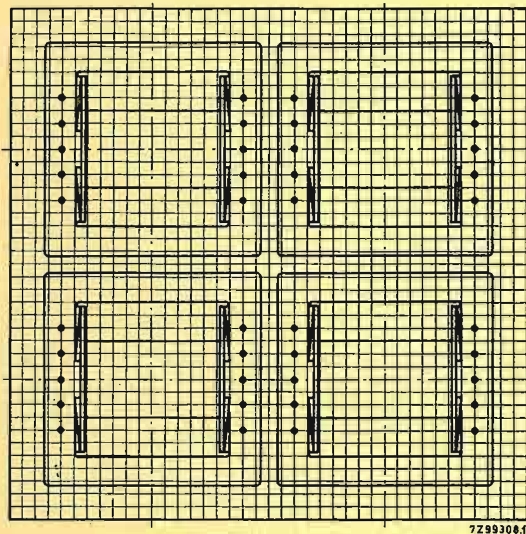
The dimensions are practically according to German specification D.I.N. 41305.

With soldering pins



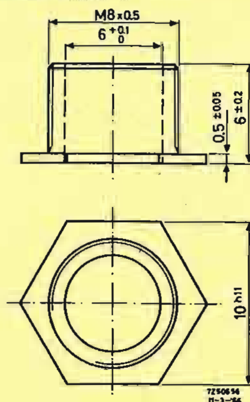
catalogue number	4322 021 31830
material	reinforced polyamide with brass dipsoldered pins
minimum window area in mm^2	178
mean length of turn in mm	93
approximate weight in g	4
maximum temperature in °C	180

The coil former fits a shell type transformer EE42/42/15(M42). The soldering pins are so arranged as to fit a grid of 2.52 mm. They will fit printed-wiring boards with 0.1 in grid as well as those with a 2.50 mm grid. The pin length is sufficient for a board thickness of up to 3 mm. The board should be provided with holes of 1.3 ± 0.1 mm diameter.

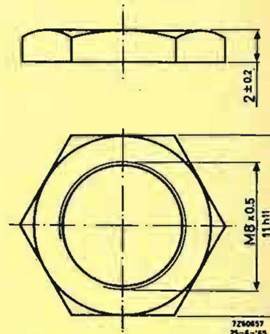


The construction is mounted by pushing the spring over the clasp in such a way that the lips A of the spring catch in the square holes B of the clasp. The mechanical pressure, required to keep the two E-cores together is exercised by means of two lips on top of the spring. No special tool is required for mounting the construction.

The construction can be used in horizontal and vertical position.
If the construction is used in vertical position, two fixing bushes 4322 021 30720 with nuts 4322 021 30710 must be applied in the holes of the clasp.
If used in a horizontal position the clasp can be earthed by means of a copper wire soldered in hole C.

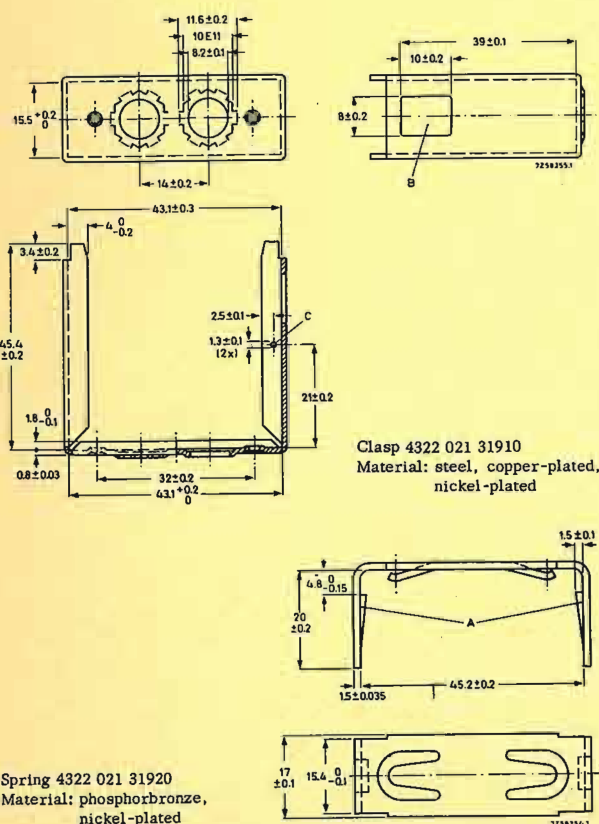


Fixing bush 4322 021 30720
Material: brass, nickel plated



Nut 4322 021 30710
Material: brass, nickel plated

MOUNTING PARTS



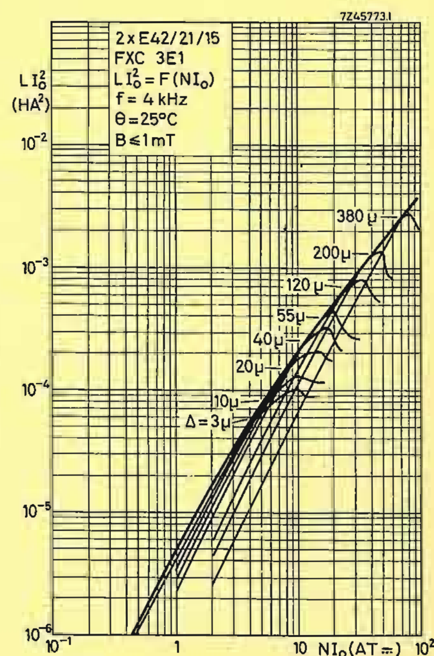
Clasp 4322 021 31910
Material: steel, copper-plated, nickel-plated

Spring 4322 021 31920
Material: phosphorbronze, nickel-plated

CHARACTERISTIC CURVES

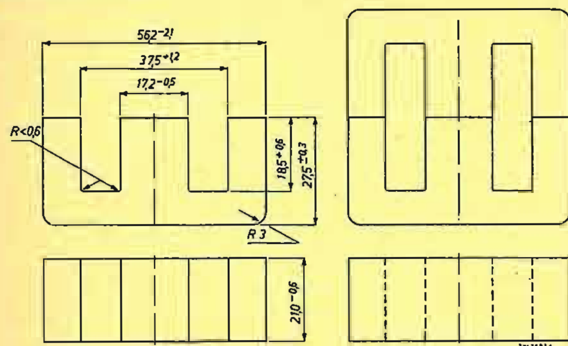
HANNA CURVES (typical values)

Indicating optimum inductance for a certain airgap and direct current



E-CORES

DIMENSIONS AND WEIGHT



The dimensions are according to D.I.N. 41295.

Weight approx. 115 g

VERSIONS

Ferroxcube grade	3E1	3C8
Catalogue number of E-core	4322 020 34900	4312 020 34100

SHELL TYPE TRANSFORMER EE55/55/21

A transformer core can be built up by combining an even number of E-cores.
A shape that is often chosen is the shell type transformer EE55/55/21 composed of two cores type E55/28/21.

Effective parameters for a pair of cores

Effective magnetic path length	l_e = 123 mm
Effective cross-sectional area	A_e = 354 mm^2
Core constant	$C_1 (= \Sigma \frac{1}{A}) = 0,348$ mm^{-1}
Effective core volume	V_e = 43700 mm^3

Magnetic properties

For the combination of two E-cores randomly chosen from a batch and pressed together with a force of 550 N, the values given below are guaranteed.

Magnetic properties at 25 ± 10 °C for grade 3E1; $\Delta = 0$

	μ_e = 2645-3970
	A_L = 9545-14330
At 4 kHz and $\hat{B}$ between 1,5 and 3 mT	$\eta_B \times 10^3 \leq 2,5$ T^{-1}

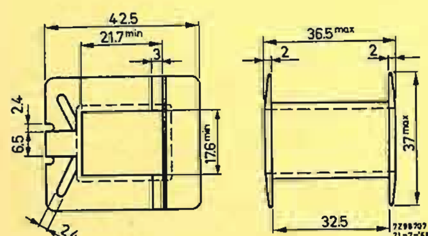
Magnetic properties for grade 3C8; $\Delta = 0$

At 16 kHz, $\hat{B}$ = 200 mT and θ = 25 °C	P ≤ 5,5 W
θ = 100 °C	P ≤ 5,0 W
At 16 kHz, $\hat{B} \geq$ 315 mT and θ = 100 °C	$\hat{H}$ = 250 A/m

Note - Number of turns for LmH: $N = \alpha \sqrt{L}$

COIL FORMER

for shell type transformer EE55/55/21



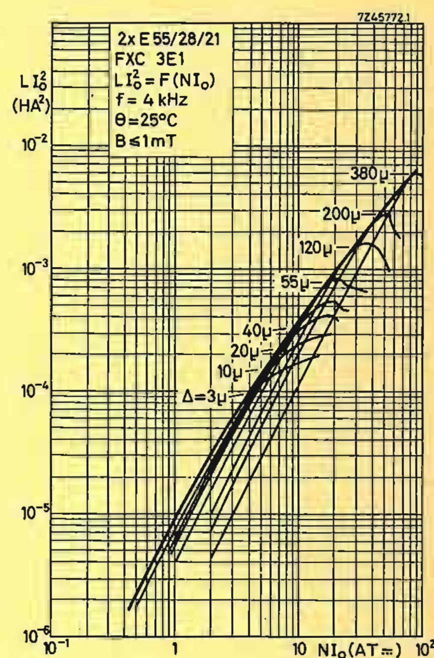
catalogue number	4312 021 28711
material	reinforced polyamide
minimum window area in mm^2	250
mean length of turn in mm	116
approximate weight in g	9
maximum temperature in °C	180

The dimensions are according to German specification D.I.N. 41305.

CHARACTERISTIC CURVES

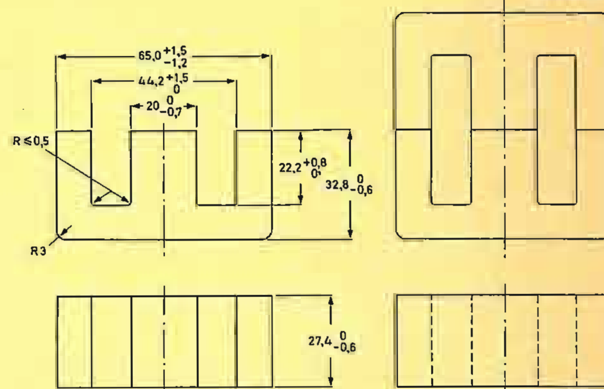
HANNA CURVES (typical values)

Indicating optimum inductance for a certain airgap and direct current



E-CORE

Dimensions in mm



Mass	approx. 203 g
Ferroxcube grade	3C8
Catalogue number of E-core	4312 020 34380

SHELL TYPE TRANSFORMER EE 65/66/27

A transformer core can be built up by combining an even number of E-cores.
A shape that is often chosen is the shell type transformer EE65/66/27 composed of two cores type E65/33/27.

Effective parameters for a pair of cores

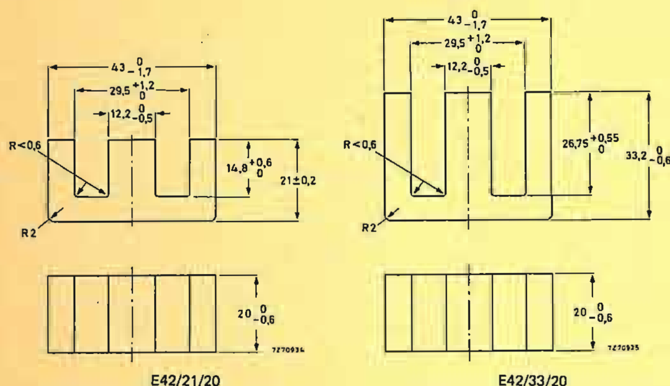
Effective magnetic path length	l_e = 147 mm
Effective cross-sectional area	A_e = 532 mm^2
Core constant	$C_1 (= \Sigma \frac{1}{A}) = 0,275$ mm^{-1}
Effective core volume	V_e = 78200 mm^3

Magnetic properties; $\Delta = 0$

At f = 16 kHz, $\hat{B}$ = 200 mT, θ = 25 °C	P ≤ 9,5 W
θ = 100 °C	P ≤ 8,7 W
At f = 16 kHz, $\hat{B} \geq$ 315 mT, θ = 100 °C	$\hat{H}$ = 250 A/m

E-CORES

Dimensions in mm



E42/21/20 E42/33/20

Ferroxcube grade	3C8
Catalogue number of core E42/21/20, without air gap	4312 020 34120
with air gap 2,0 ± 0,1	4312 020 34360
with air gap 1,7 ± 0,1	3122 134 91360
E42/33/20	4312 020 34190
Catalogue number of combination of cores E42/21/20 + E42/33/20	4312 020 34170

SHELL TYPE TRANSFORMERS EE42/42/20 AND EE42/54/20

A transformer core can be built up by combining an even number of E-cores. Shapes that are often chosen are the shell type transformer EE42/42/20 composed of two cores E42/21/20, and shell type transformer EE42/54/20 composed of one core E42/21/20 and one core E42/33/20.

Effective parameters for a pair of cores

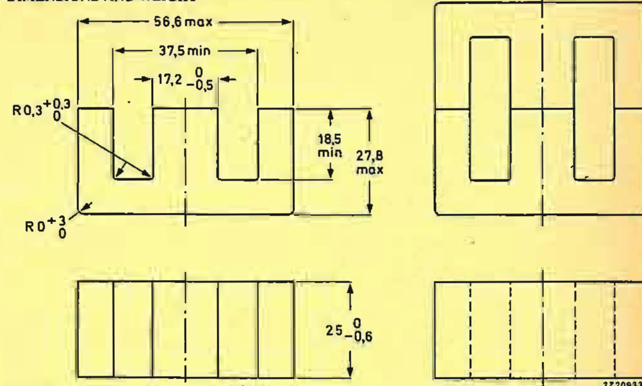
		EE42/42/20	EE42/54/20
Effective magnetic path length	l_e =	98 mm	122 mm
Effective cross-sectional area	A_e =	236 mm^2	236 mm^2
Core constant	$C_1 (= \Sigma \frac{l}{A})$ =	0,415 mm^{-1}	0,517 mm^{-1}
Effective core volume	V_e =	23100 mm^3	28800 mm^3

Magnetic properties

		EE42/42/20	EE42/54/20
At f = 16 kHz, $\hat{B}$ = 200 mT, θ = 25 °C	P		≤ 3,5 W
θ = 100 °C	P ≤	2,6 W	≤ 3,2 W
At f = 16 kHz, $\hat{B}$ ≥ 90 mT, θ = 100 °C	$\hat{H}$ =	50 A/m	
$\hat{B}$ ≥ 315 mT, θ = 100 °C	$\hat{H}$ =	250 A/m	250 A/m

E-CORE

DIMENSIONS AND WEIGHT



Weight approx. 130 g

VERSIONS

Ferroxcube grade	3C8
Catalogue number of E-core	3122 134 90210
Catalogue number of E-core with air gap 1,4 mm	3122 134 90940

SHELL TYPE TRANSFORMER EE55/55/25

A transformer core can be built up by combining an even number of E-cores.
A shape that is often chosen is the shell type transformer EE55/55/25 composed of two cores type EE55/28/25.

Effective parameters for a pair of cores

Effective magnetic path length	l_e = 123 mm
Effective cross-sectional area	A_e = 420 mm^2
Core constant	$C_1 (= \Sigma \frac{l}{A})$ = 0,293 mm^{-1}
Effective core volume	V_e = 52000 mm^3

Magnetic properties; Δ = 0

At f = 16 kHz, $\hat{B}$ = 200 mT, θ = 25 °C	P ≤ 6,2 W
θ = 100 °C	P ≤ 5,7 W
At f = 16 kHz, $\hat{B}$ ≥ 315 mT, θ = 100 °C	$\hat{H}$ = 250 A/m

CORES FOR TRANSFORMERS

U-and UI-cores are not only used in line-output transformers for television receivers but also for a number of other applications in the frequency range of 1 kHz to 100 kHz. On the survey page which follows we have three groups of cores :

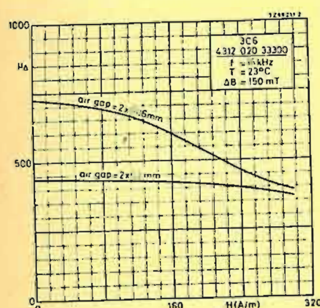
group I : suitable for the construction of driver transformers, small power transformers, chokes and coils.
group II : mainly used for line-output transformers.
group III : for use in power transformers.

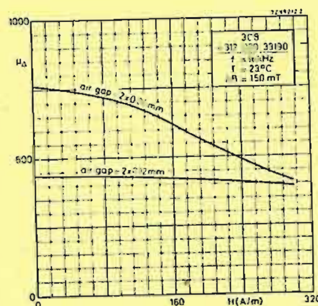
The cores are available in ferroxcube grade 3C6 and 3C8. See chapter A of this handbook for material properties.

The guaranteed values given under the heading Magnetic Data are found on cores with a roughness of the mating surfaces < 0, 8 μm. Cores with the usual roughness of 2 μm can yield a lower $\hat{B}$ - value (≈ 3 %).

Test conditions according DIN 42296

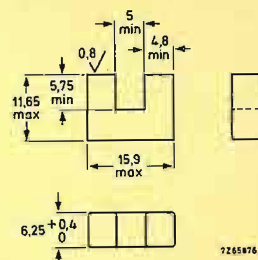
Two examples are given below of the incremental permeability as a function of the static field strength, viz. an UU-57/57/16 in 3C6 and in 3C8 at two different air gaps.





MECHANICAL DATA

Dimensions (mm)



Weight 4, 35 g

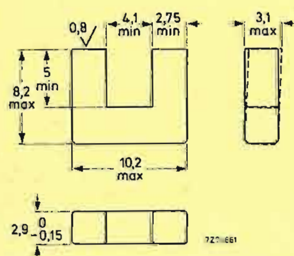
MAGNETIC DATA

Guaranteed values, measured at 16 kHz, for a core-pair UU-15/22/6.

grade	temperature (°C) ± 5	induction $\hat{B}$ (mT)	field strength $\hat{H}$ (A/m)	losses (W)	catalogue number of one U-core
3C8	25	200	–	≤ 0, 18	3122 134 90690
	25	≥ 140	50	–	
	100	200	–	≤ 0, 16	
	100	≥ 315	250	–	

Magnetic dimensions

l_e = 48 mm
A_e = 30 mm^2
V_e = 1440 mm^3



Mass 0,85 g

MAGNETIC DATA

Guaranteed values, measured at 16 kHz, for a core-pair UU-10/16/3.

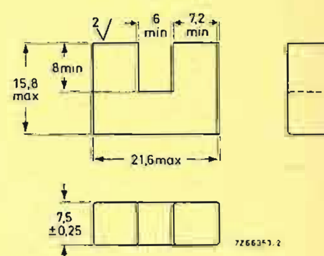
grade	temperature °C ± 5	induction $\hat{B}$ (mT)	field strength $\hat{H}$ (A/m)	losses W	catalogue number of one U-core
3C8	25	200	–	–	3122 134 91160
	25	≥ 140	50	–	
	100	≥ 200	–	–	
	100	≥ 315	250	–	

Magnetic dimensions

l_e = 40 mm
A_e = 7,9 mm^2
V_e = 320 mm^3

MECHANICAL DATA

Dimensions (mm)



Weight 9 g

MAGNETIC DATA

Guaranteed values, measured at 16 kHz, for a core-pair UU-20/32/7.

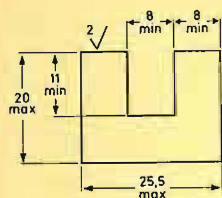
grade	temperature (°C) ± 5	induction $\hat{B}$ (mT)	field strength $\hat{H}$ (A/m)	losses (W)	catalogue number of one U-core
3C8	25	200	–	≤ 0, 46	3122 134 90200
	100	200	–	≤ 0, 42	
	100	≥ 100	50	–	
	100	≥ 315	250	–	

Magnetic dimensions

l_e = 68 mm
A_e = 56 mm^2
V_e = 3800 mm^3

MECHANICAL DATA

Dimensions (mm)



Weight 21 g

MAGNETIC DATA

Guaranteed values, measured at 16 kHz, for a core-pair UU-25/40/13.

grade	temperature (°C) ± 5	induction $\hat{B}$ (mT)	field strength $\hat{H}$ (A/m)	losses (W)	catalogue number of one U-core
3C8	25	200	–	≤ 1,1	3122 134 90460
	100	200	–	≤ 1,0	
	100	≥ 100	50	–	
	100	≥ 315	250	–	

Magnetic dimensions

l_e = 86 mm

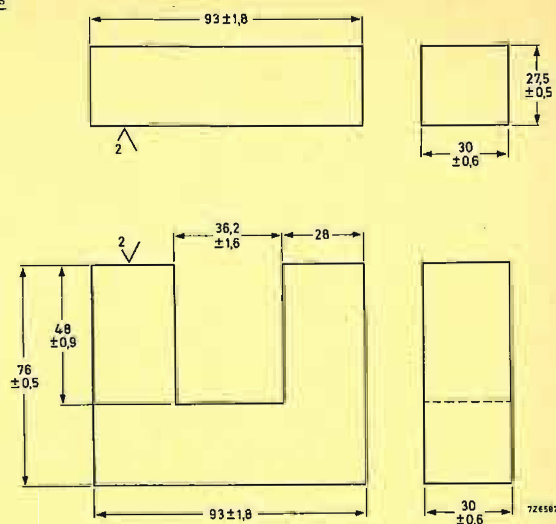
A_e = 100 mm^2

V_e = 8600 mm^3

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Outlines



Mass U-core 756 g
I-core 365 g

MAGNETIC DATA

Guaranteed values, measured at 16 kHz, for a core-pair UI-93/104/30.

grade	temperature (°C) ± 5	induction $\hat{B}$ (mT)	field strength $\hat{H}$ (A/m)	losses (W)	shape	catalogue number of one core
3C6	25	200	–	≤ 34,0	U	4312 020 33090
	100	200	–	≤ 28,0	I	4312 020 33110
	100	≥ 290	250	–		

Magnetic dimensions

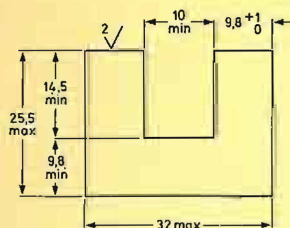
l_e = 254 mm

A_e = 780 mm^2

V_e = 200000 mm^3

MECHANICAL DATA

Dimensions (mm)



Weight 48 g

MAGNETIC DATA

Guaranteed values, measured at 16 kHz, for a core-pair UU-30/50/16.

grade	temperature (°C) ± 5	induction $\hat{B}$ (mT)	field strength $\hat{H}$ (A/m)	losses (W)	catalogue number of one U-core
3C8	25	200	–	≤ 2,4	3122 134 90760
	100	200	–	≤ 2,0	
	100	≥ 335	400	–	

Magnetic dimensions

l_e = 111 mm

A_e = 157 mm^2

V_e = 17400 mm^3

Prezzo L. 12.000

(11.320)